selezione di tecnica radio-tv

1|2

Sped. in Abb. Postale - Gr. IV

IN QUESTO NUMERO:

SM/3368 - 1 - Scatola di montaggio di un ricevitore AM - FM.
SM/1363 - Scatola di montaggio di un gruppo convertitore UHV-VHF.
I contatori di Geiger rivelatori di radiazioni.
Le basi della moderna elettronica.

1962

Nuovi transistori al germanio (pnp) con elevate prestazioni

Tipo	Impiego	U_{CE} max	I_C max	T_j
TF 66/60	Transistore BF	60 V	300 mA	75° C
TF 78/60	Transistore BF	60 V	600 mA	75° C
AC 108	Transistore BF con $\beta = 75 \div 150$	30 V	50 mA	75° C
AD 103	Transistore BF di potenza	30 V*	15 A	90° C
AD 104	Transistore BF di potenza	45 V*	10 A	90° C
AD 105	Transistore BF di potenza	60 V*	8 A	90° C

* Valido per $I_B = 0$

SIEMENS & HALSKE A. G. - SETTORE COMPONENTI

Rappresentanza per l'Italia:

SIEMENS ELETTRA SOCIETÀ PER AZIONI - MILANO

selezione di tecnica radio-tv

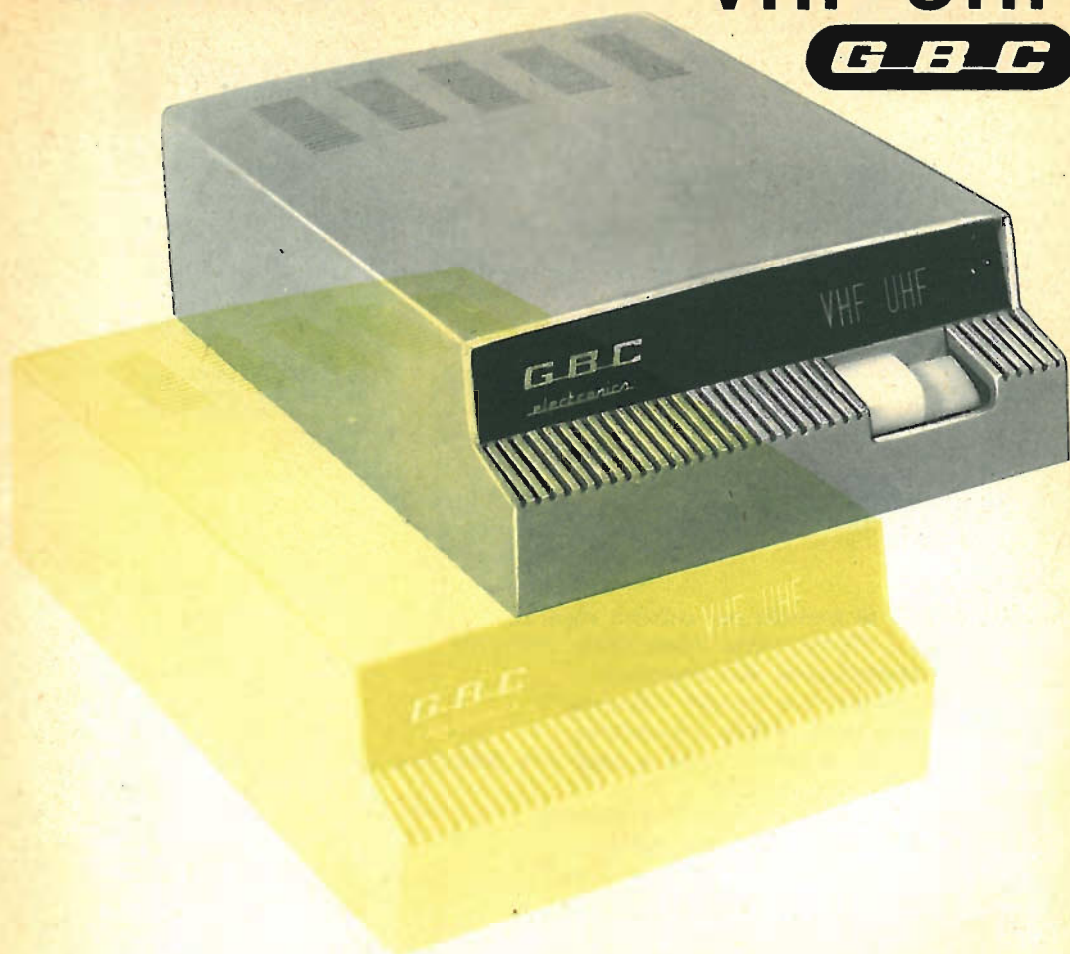
In copertina:
Negli studi RAI-TV - La ripresa di una scena del romanzo sceneggiato " Graziella ".

SOMMARIO

Direzione Redazione:
Largo Richini, 4 - Milano.
Aut. alla Pubblicaz. Tribunale di Milano N. 4261 dell'1-3-57.
Grafiche IGIESSE - Milano.
Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero:

MESSAGGERIE ITALIANE
Via P. Lomazzo, 52
MILANO - Tel. 33 20 41

Rivista bimestrale illustrata, per la divulgazione dell'elettronica, della Radio e della TV - Direttore responsabile: CESARE DALMASO - Spedizione in abbonamento Postale - Gruppo IV. - Prezzo della Rivista L. 300, numero arretrato L. 600 - Abbonamento annuo L. 1500 - per l'Estero L. 3000.
I versamenti dell'importo dell'abbonamento annuo, o di numeri arretrati, vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Largo Richini, 4 - Milano.
Essi possono essere effettuati mediante emissione di assegno bancario, cartolina vaglia o utilizzando il C/C postale numero 3/40678.
Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

CONVERTITORE VHF-UHF

M/360 - Convertitore di ottimo rendimento avente gruppo incorporato con 2 valvole PC 86 - con tastiera

L. 22.700

M/363 - Convertitore di ottimo rendimento avente gruppo incorporato con 2 valvole PC 86 - senza tastiera

L. 20.200

M/370 - Convertitore a bassa radiazione adatto per le zone marginali avente gruppo incorporato NSF con valvole EC 88 - EC 86 - senza tastiera

L. 27.900

M/371 - Convertitore adatto per zone vicine alla trasmittente con gruppo avente valvole EC 86 e diodo a basso rumore 1N82A - con tastiera

L. 17.400

GENERATORE DI TREMOLO PER CHITARRA ELETTRICA

Meglio converrebbe il termine di chitarra elettronica, tuttavia, per uniformarci alla denominazione ormai in uso, abbiamo accettato quello così chiamato anche dalla « Practical Wireless », da cui abbiamo tratto il presente articolo.

L'effetto tremolo, che si presenta come una variazione più o meno rapida, dell'ampiezza, o della frequenza del suono prodotto, è divenuto popolare presso i chitarristi.

Variazioni d'ampiezza

Quando si usa il metodo della variazione d'ampiezza, si presenta il problema di impedire che le armoniche dell'oscillazione del tremolo alle frequenze più basse, possano essere amplificate, poiché in tal caso si produrrebbe un ronzio insopportabile, sopratutto quando l'amplificatore della chitarra funziona a pieno volume.

Una soluzione parziale dell'inconveniente può essere ottenuta iniettando le oscillazioni del tremolo nello stadio finale dell'amplificatore, o nello stadio pilota. Questa soluzione è particolarmente indicata, quando si tratta di un amplificatore espressamente costruito per chitarra, nel quale sia incorporato un oscillatore a frequenza molto bassa.

Nel caso di un oscillatore incorporato, che non si voglia modificare per non compromettere un apparecchio che dà buoni risultati, o perchè non è consentito dallo spazio esistente, non vi sarà che la soluzione di ricorrere ad un oscillatore separato, comprendente un preamplificatore.

L'oscillatore adatto a questo scopo è illustrato nello schema fig. 1.

La prima valvola EF86 funziona come preamplificatore e, per la forte controreazione applicata fra l'anodo e la griglia, non presenta praticamente alcun guada-

gno. Questa valvola ha solo lo scopo di produrre le variazioni d'ampiezza necessarie per avere l'effetto tremolo sotto il controllo dell'oscillatore a sfasamento a bassissima frequenza, ottenuto con la valvola EF80.

Qualora non sia possibile ricavare le tensioni per l'anodica e i filamenti dall'amplificatore esistente, lo schema può essere completato con un alimentatore, adatto a fornire i 300 V e i 6,3 V necessari.

L'uscita del preamplificatore generatore di tremolo è derivata da un potenziometro da 500.000 Ohm e permette di dosare il segnale che sarà portato mediante cavetto schermato, verso l'entrata dell'amplificatore esistente, in modo da non sovraccaricarlo.

Il funzionamento

Due entrate sono previste su questo complesso: una per la chitarra e l'altra per un microfono. L'entrata microfono richiede una tensione di entrata molto debole e può quindi servire anche per chitarre equipaggiate con pick-ups di bassa sensibilità. L'entrata chitarra invece, è calcolata per dei pick-up di media sensibilità.

Come abbiamo accennato, la valvola di entrata ha una amplificazione quasi nulla, a causa della forte controreazione. Il catodo della stessa è collegato ad un potenziometro, con cui si regola l'ampiezza dell'effetto tremolo, a sua volta inserito sul catodo della oscillatrice a sfasamento.

In questo secondo catodo, si noterà il valore particolarmente elevato del condensatore di disaccoppiamento, benché vi si debba prelevare un segnale di controllo. L'impiego di una capacità così alta, è giustificata dalla necessità di eliminare, nella maggior misura possibile, le armoniche della frequenza di tremolo.

Inoltre, si impedisce al segnale di rag-

SCHEMA ELETTRICO DEL GENERATORE DI TREMOLO

giungere il preamplificatore e di proseguire così verso l'amplificatore principale. D'altronde, un valore più basso della capacità, provocherebbe un indesiderabile ronzio.

Nell'oscillatore, la frequenza di tremolo può essere variata fra 4,5 e 10 Hz a mezzo del potenziometro P1. Una ritrasmissione senza tremolo del segnale si ottiene escludendo l'oscillatore a mezzo dell'interruttore S_1.

Regolazione della frequenza del tremolo.

L'uscita dell'insieme combinato tremolo-preamplificatore sarà collegata all'entrata « chitarra » dell'amplificatore principale, di cui si può regolare il volume fino quasi alla piena potenza d'uscita. Si eviterà così di sovraccaricare l'amplificatore principale, a meno che il chitarrista non desideri una uscita ad onda quadra, effetto che si introduce qualche volta deliberatamente, per degli « a solo » con corda unica.

Per ottenere un tremolo gradevole, si regolerà l'ampiezza in modo da percepire una debole variazione del suono della corda toccata; la frequenza più favorevole sarà di circa 6 Hz.

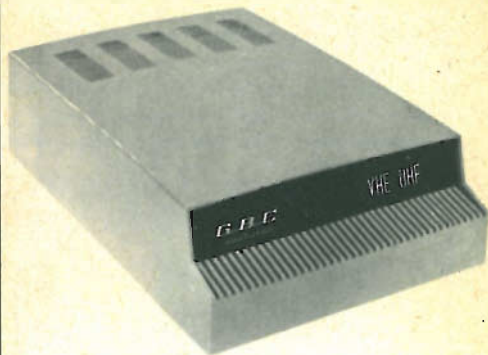
Un'ampiezza eccessiva o una frequenza troppo elevata produrranno un effetto meno gradevole ed anche un certo grado di ronzio armonico.

La costruzione

I dettagli della costruzione non sono necessari, perché la disposizione degli elementi impiegati non presenta alcuna difficoltà, all'infuori di un adeguamento alle regole generali delle costruzioni di apparecchi a bassa frequenza, sufficienti ad evitare instabilità e ronzii.

A seconda dell'installazione di cui si dispone, l'oscillatore potrà essere costruito come parte a se stante, oppure in un piccolo telaio da inserire nell'interno dell'amplificatore esistente.

SM/1363

CONVERTITORE MISCELATORE UHF - VHF

Siamo in periodo di piena euforia del 2° programma, tutti ne parlano e ognuno vuol vederlo.

Il teleutente, possessore di un vecchio apparecchio, di quelli, per intenderci, utilizzabili per la ricezione del solo 1° programma, freme anche lui dal desiderio di riceverlo, ma deve prima decidersi al grande passo, e cioè, o disfarsi del vecchio apparecchio ed acquistarne uno nuovo atto a ricevere sia il I° che il II° programma o, più modestamente, acquistare un convertitore e mettersi così in grado di ricevere il II° programma usando il suo vecchio televisore.

Una volta effettuata la scelta, e optando per l'acquisto di un convertitore, sorge un nuovo problema, e cioè quale convertitore acquistare?

Oggi sul mercato ne esistono una gran quantità di tipi, occhio però nello scegliere, ci sono convertitori di case note, che costano parecchio ma danno affidamento di sicuro funzionamento, ci sono poi quelli costruiti da ditte improvvisate, che ne sfornano discrete quantità a prezzi irrisori, ma che costituiscono una vera... delusione.

Appunto per salvaguardare il dilettante da simili sorprese, la G.B.C. ha di recente immesso in commercio una scatola di montaggio di un convertitore di stabile funzionamento, che l'amatore può montare da sè, con risparmio di denaro, e con l'assoluta certezza di costruirsi un convertitore che sia... veramente tale.

Esso è sostanzialmente composto di tre parti e cioè:

1 - Alimentatore
2 - Unità di conversione
3 - Miscelatore UHF/VHF.

L'**alimentatore** comprende un trasformatore universale con prese primarie a 125 - 160 - 220 V. e secondarie a 7,6 - 0 - 175 V.

Un relays termico posto sul circuito primario, inserisce automaticamente il convertitore allorchè si chiude l'interruttore del televisore.

La tensione di 7,6 V, come mostra la fig. 1, viene utilizzata per alimentare i filamenti, posti in serie, delle due valvole PC86 del sintonizzatore il cui consumo si aggira sui 0,3A.

SCHEMA ELETTRICO CONVERTITORE UHF - VHF

SM/1363

Elenco del materiale necessario per il montaggio: N. 1 Piastra in ferro stagnato con montate n. 3 prese d'antenna - N. 2 Spine per prese d'antenna - N. 1 Presa alimentazione TV - N. 1 Trasformatore d'alimentazione - N. 1 Raddrizzatore - N. 1 Relais termico - N. 1 Cambio tensioni - N. 1 Basetta a 1 posto - N. 1 Basetta a 4 posti - N. 1 Gruppo convertitore - N. 1 Resistenza da 1000 ohm 1 W - N. 4 Resistenze da 120 ohm 1/2 W - N. 1 Condensatore elett. 32+32 μF 250 VL - N. 2 Viti con dadi e ranelle grower - N. 4 Ranelle piane - N. 4 Viti autofilettanti N. 4 Gommini antivibranti - N. 4 Piedini in gomma - N. 1 Gommino passacordone - N. 1 Cordone di alimentazione - N. 1 Cappa - N. 1 Etichetta. Filo stagnato coperto in vipla. Piattina - stagno - tubetto sterling. Tubetto in vipla - calza schermata.

ORYX...

Il micro-saldatore alimentato con la tensione di linea

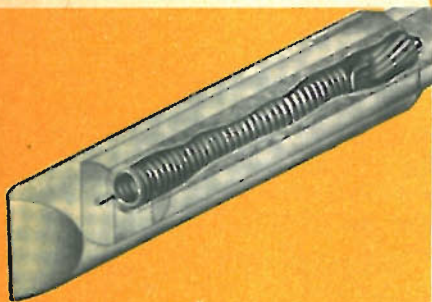
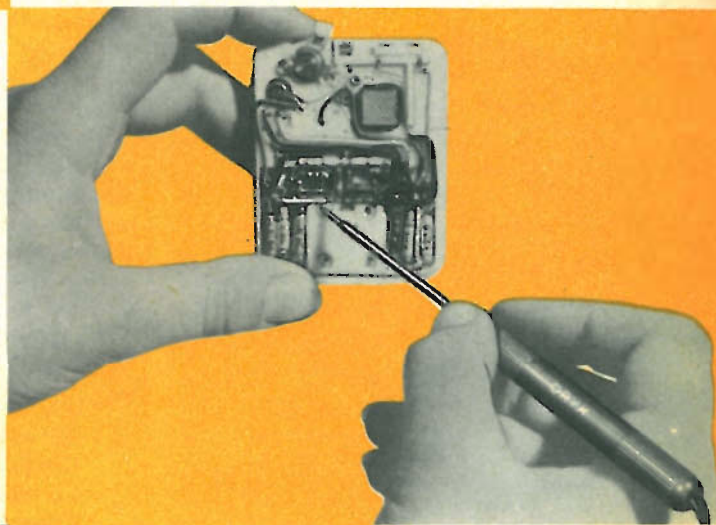
Il nuovo modello L/408-1 funziona direttamente con il voltaggio di linea, lavora meglio, più velocemente, consuma meno e costa poco.

prezzo di listino Lire 5.800

Alla infinita gamma dei piccoli saldatori ORYX, conosciuti in tutto il mondo, si aggiunge ora la dove la tensione è di 220 V un nuovo modello alimentato direttamente dalla rete, e cioè senza nessun trasformatore intermedio. È il tipo L/408-1.

Il saldatore ORYX è così leggero e bilanciato che si può tenere in mano come una matita.

Ciò elimina completamente ogni fatica e permette a chi l'adopera, di raggiungere punti inaccessibili ai saldatori comuni senza danneggiare i componenti adiacenti.

Il saldatore ORYX non è un comune saldatore di dimensioni ridotte; per la prima volta tutto il calore invece di arrivare da un elemento distante, viene concentrato nella punta.

Con questa intensa concentrazione calorica, diventa impossibile eseguire una saldatura fredda pur rimanendo l'impugnatura sempre fresca.

Tra una vasta gamma di modelli a normale e bassa tensione, c'è sempre un ORYX per ogni necessità.

Gli utenti dei saldatori ORYX dicono...

« Produzione aumentata del 30 % - i saldatori ORYX ci hanno aiutato a risolvere i problemi delle saldature fredde.

« Senza i saldatori ORYX non potremmo montare i nostri apparecchi a transistor ».

« Un funzionamento veramente senza inconvenienti, mai raggiunto prima con qualsiasi altra marca di saldatore ».

La punta staccabile, in lega di nichel o di rame, viene infilata sopra un tubo di metallo isolato elettricamente contenente l'elemento riscaldante.

for the FACTORY • SERVICE ENGINEER • LABORATORY • WORK SHOP

La tensione di 175 V viene prima resa pulsante attraverso un'unità raddrizzatrice ad ossido di selenio e quindi filtrata da una cellula formata dai due condensatori elettrolitici da 32 μF cadauno e dalla resistenza da 1000Ω - 1 W.

L'**unità di conversione** impiega, come già detto, due triodi PC86 con griglia a quadro progettati e realizzati dalla Soc. Philips appunto per funzionare sulla gamma delle UHF.

Il segnale UHF presente sull'antenna, viene applicato attraverso un circuito bilanciatore ed un filtro a π al catodo della la prima PC86 che, per la sua particolare funzione, è caratterizzata dalla connessione a massa della sua griglia.

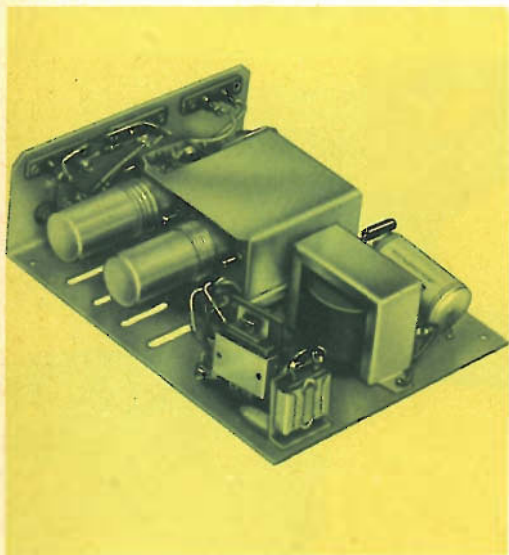



Fig. 2

Attraverso un accoppiamento capacitivo, il segnale viene poi iniettato sul catodo della seconda PC86 dove subisce la conversione di frequenza.

Dalla placca, attraverso un filtro passa basso, ed un circuito anche questo ad accoppiamento capacitivo, raggiunge i morsetti del canale di media frequenza prescelto.

Il **miscelatore UHF/VHF** è costituito dalle quattro resistenze da 120Ω visibili nello schema elettrico in prossimità dell'antenna del televisore.

Montaggio e cablaggio del convertitore

La fig. 2 mostra come si presenta la piastra-telaio del convertitore SM/1363, osservandola, è possibile rilevare l'esatta ubicazione dei singoli componenti, la fig. 3 invece, rappresenta il piano delle connessioni.

Il montaggio meccanico si inizierà fissando la presa d'alimentazione del televisore, con l'accortezza d'inserire sotto il dadino, anche la basetta d'ancoraggio da un posto di cui è corredato il montaggio stesso.

Si monterà poi la basetta a quattro posti alla quale fa capo il doppio condensatore elettrolitico, ed il relays termico. Si interporrà tra vite e dado una ranella grower.

Collocato al suo posto, e cioè a ridosso dell'apposita squadretta; il raddrizzatore ad ossido lo si fisserà piegando con la pinza, le due linguette sporgenti dalla fessura.

Tenendo presente l'orientamento indicato nello schema, si metterà a posto il trasformatore d'alimentazione ed il cambiotensione fissandolo a mezzo delle apposite linguette che verranno poi saldate.

Si prepari, a parte, il cavetto di cablaggio, ciò si otterrà infilando i singoli conduttori nell'apposito tubetto in vipla. La lunghezza di ogni conduttore dovrà essere:

Conduttore 1: cm. 20
Conduttore 2: cm. 20
Conduttore 3: cm. 18
Conduttore 4: cm. 16
Conduttore 5: cm. 16

Separatamente, si predisporrà il gruppo sintonizzatore saldando uno spezzone di piattina d'antenna da 300Ω, della lunghezza di cm. 8,5 ai terminali sul gruppo. A quelli d'uscita, verranno applicate le due resistenze da 120Ω 1/2 W ricordandosi di proteggere i fili mediante tubetti sterling.

Si infili ora il conduttore nero del trasformatore d'alimentazione nel tubetto in vipla e si proceda poi alla saldatura dei conduttori in esso racchiusi, nel modo che segue:

Da un lato del tubetto si collegheranno:
— Il conduttore 3 al terminale + del raddrizzatore.

— Il conduttore 2 al terminale del relays termico che è cavallottato col terminale 6.

Fig. 3

— Il conduttore 1 all'altro terminale laterale del relais termico.

Dal lato opposto del tubetto si salderà:

— Il conduttore 1 alla boccola di sinistra della presa d'alimentazione.

— Il conduttore 2 alla basetta da un posto.

— Il conduttore **nero** del trasformatore di ailmentazione all'altra boccola della presa d'alimentazione.

I conduttori 3,4 e 5, uscenti inferiormente, saranno saldati alla basetta a quattro posti nell'ordine seguente:

— Il N. 3 al terminale isolato intermedio.

— Il N. 4 al terminale di destra.

— Il N. 5 al terminale di sinistra.

I conduttori del trasformatore d'alimentazione verranno invece saldati come sotto:

— Il **nero** (secondario), ed il **marrone**, a massa.

— Il **verde** al terminale 5 della basetta a quattro posti.

— Il **rosso** al terminale — (meno del raddrizzatore).

— Il **blu**, il **bianco** ed il **giallo** rispettivamente ai terminali 1,2 e 4 del cambio tensioni.

— Il **nero** (primario) alla boccola di destra della presa d'alimentazione.

Si saldi a massa il negativo del doppio condensatore elettrolitico; i due + (positivi) verranno invece saldati ai terminali 3 e 4 della basetta a quattro posti; agli stessi terminali verrà saldata la resistenza 1000Ω - 1 W.

Dopo aver infilato il gommino passacordone nell'apposito foro, introdurre il cordone d'alimentazione ed eseguire un nodo antistrappo, saldare quindi le estremità dei due conduttori, uno al terminale libero della basetta ad un posto, e l'altro al terminale destro della presa d'alimenzione.

Si salderà poi al terminale centrale del cambio tensione, il capo di un conduttore che avrà l'altro capo saldato al terminale 7 del relays termico.

Collegare tra loro le due prese d'antenna UHF e VHF con due resistenze da 120 Ω - 1/2 W cadauna.

Infilare i quattro gommini antivibranti negli appositi fori e montare il gruppo fissandolo, con l'interposizione di quattro ranelle piane, con quattro viti autofilettanti.

Saldare poi i conduttori 4 e 5 (alimentazione anodica e di filamento) ai rispettivi terminali del gruppo, saldare le due resistenze alla presa d'antenna, e quindi la piattina alla presa antenna VHF; le due calze di massa saranno saldate al telaio.

Infilare nella parte inferiore del telaio, i quattro piedini in gomma.

Messa in opera

Si inizierà saldando all'estremità delle discese d'antenna VHF e UHF, nonchè allo spezzone della piattina che collega il convertitore al televisore, le tre spinette in dotazione, queste saranno poi infilate, nelle rispettive prese.

La spina d'alimentazione del televisore verrà applicata all'apposita presa del convertitore.

Regolato il cambio tensione per la tensione locale, infilare la spina del cordone d'alimentazione del convertitore alla presa luce.

Chiudendo l'interruttore del televisore, dopo poco si accenderanno automaticamente anche le valvole del convertitore.

Ruotare ora il cambio canali del televisore portandolo sul canale corrispondente a quello d'uscita del convertitore, in queste condizioni dovrebbe comparire subito sullo schermo l'immagine trasmessa nel 2° programma.

Se ciò non avvenisse, girare lentamente, con un cacciavite, il comando di regolazione della sintonia, posto lateralmente, fino a che l'immagine si presenti limpida e stabile.

A questo punto il montaggio può ritenersi ultimato, si può applicare quindi al telaio la copertura in plastica fornita con la scatola di montaggio.

STUDIO ED INTERPRETAZIONE DELLE PRINCIPALI CURVE CARATTERISTICHE DEI TRANSISTOR

I transistor vengono impiegati nella maggior parte dei casi in circuiti con emettitore comune; per questo motivo lo studio delle caratteristiche si limiterà alle curve fornite dal costruttore per i montaggi con emettitore comune.

E' indispensabile poter identificare, mediante opportuni simboli, le differenti correnti e tensioni relative ad un circuito equipaggiato con transistor, sia in regime statico che in regime dinamico.

1) *Regime statico (tensioni e correnti continue)*

Il circuito impiegato è quello della figura 1.

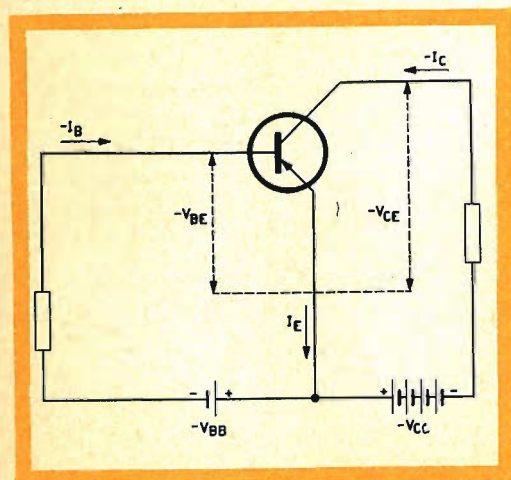



Fig. 1

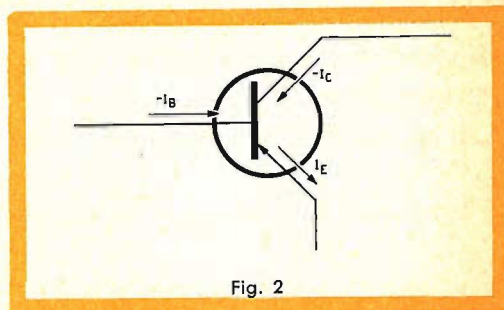



Fig. 2

Indicheremo:

— la tensione collettore - emettitore con $-V_{CE}$

— la tensione base-emettitore con $-V_{BE}$

— la tensione fornita dalla batteria che alimenta il collettore con $-V_{CC}$

— la tensione fornita dalla batteria di polarizzazione di base con $-V_{BB}$

— la corrente di collettore con $-I_C$

— la corrente di base con $-I_B$

— la corrente di emettitore con I_E.

I simboli del collettore e della base sono preceduti dal segno — in quanto ad essi è applicata una tensione negativa rispetto all'emettitore.

Le correnti di base e di collettore hanno sempre senso inverso rispetto alla corrente di emettitore (fig. 2); il senso delle correnti di base e di collettore è indicato mediante il segno —.

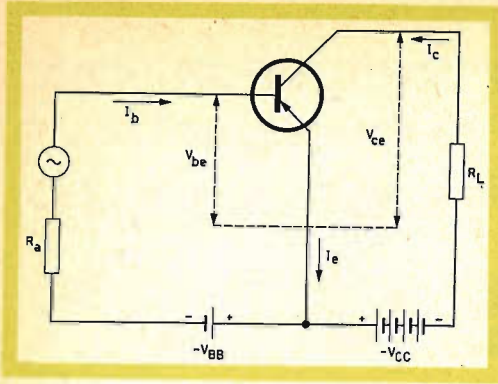



Fig. 3

2) *Regime dinamico (tensioni e correnti alternate)*

Il circuito impiegato è indicato in fig. 3. Indicheremo:

— la tensione collettore-emettitore mediante V_{ce}

— la tensione base-emettitore mediante V_{be}

— la corrente di collettore mediante I_c

— la corrente di base mediante I_b

— la corrente di emettitore mediante I_e.

I simboli precedentemente indicati si riferiscono ai valori efficaci delle correnti e delle tensioni; i valori di cresta o di cresta-cresta saranno indicati in questa maniera:

— valore di cresta della tensione collettore-emettitore: $V_{ce\ cresta}$

— valore di cresta-cresta della tensione collettore-emettitore: $V_{ce\ cresta\text{-}cresta}$

Curve caratteristiche di un transistor

Vogliamo ora indicare il modo con cui vengono tracciate le curve caratteristiche di un transistor; successivamente vedremo come queste curve potranno essere impiegate.

I costruttori forniscono una serie di curve; alcune riguardano il montaggio con base comune, altre il montaggio con emettitore comune.

Le varie tensioni e correnti di un transistor sono legate le une alle altre da certe relazioni; infatti, la tensione collettore-emettitore dipende dalla corrente di collettore; la corrente di collettore è funzione della corrente di base; la corrente di base a sua volta risulta definita dalla tensione base-emettitore e la tensione base-emettitore varia, in certe condizioni, con la tensione collettore-emettitore.

Le curve che ci accingiamo a studiare fissano le relazioni esistenti tra questi quattro parametri.

La figura 4 indica una serie completa di curve caratteristiche riferentisi ad un transistor montato in un circuito con emettitore comune.

Questa figura si divide in quattro parti:

— in alto, a destra, è indicata la funzione $-I_C = f(-V_{CE})$ per differenti valori di $-I_B$

— in alto, a sinistra, è indicata la funzione $-I_C = f(-I_B)$ per un determinato valore di $-V_{CE}$

— in basso, a sinistra, è indicata la funzione $-I_B = f(-V_{BE})$ per un determinato valore di $-V_{CE}$

— in basso, a destra, è indicata la funzione $-V_{BE} = f(-V_{CE})$ per differenti valori di $-I_B$.

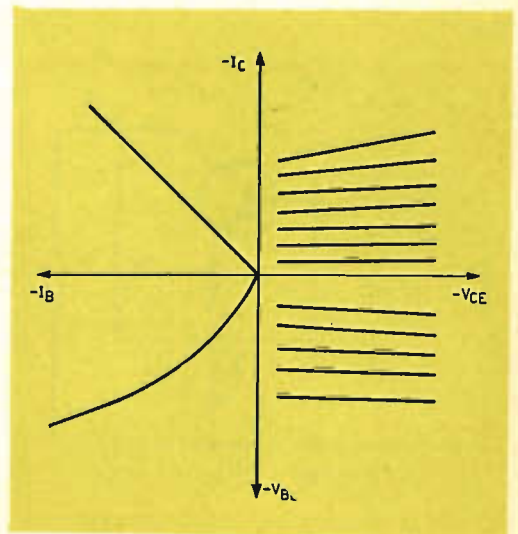



Fig. 4

a) Curva caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$ per differenti valori di $-I_B$

Questa curva (fig. 5) rappresenta le variazioni della corrente di collettore, $-I_C$, in funzione delle variazioni della tensione collettore-emettitore, $-V_{CE}$, per differenti valori della corrente di base, $-I_B$.

Si realizzi il circuito indicato in fig. 6.

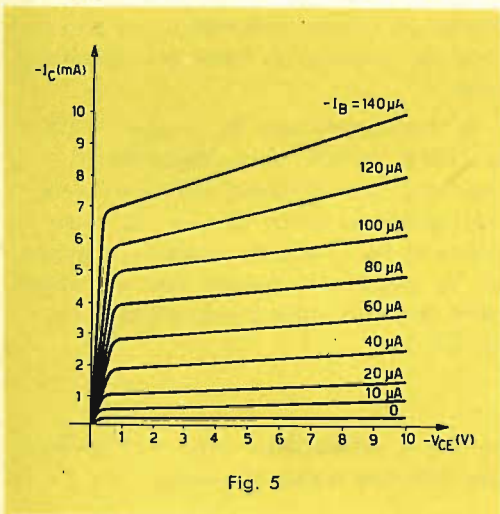



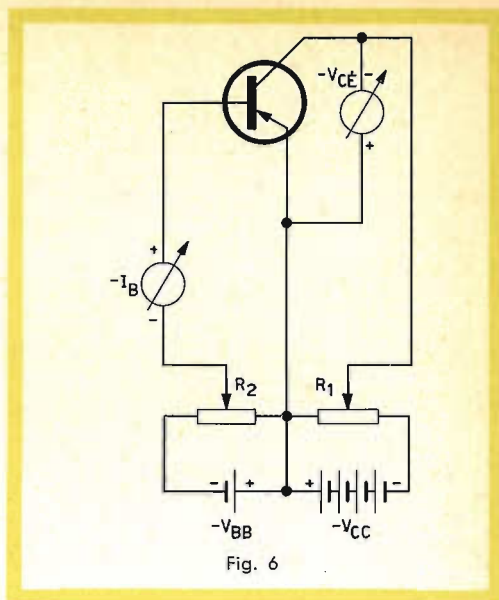
Fig. 5

La tensione collettore - emettitore, $-V_{CE}$, viene misurata mediante un voltmetro per corrente continua collegato tra collettore ed emettitore.

La corrente di collettore, viene misurata da un milliamperometro per corrente continua disposto in serie al circuito del collettore.

La corrente di base, viene misurata mediante uno microamperometro per corrente continua inserito in serie al circuito di base.

La tensione collettore-emettitore è regolabile mediante il potenziometro R_1; la corrente di base può essere regolata mediante il potenziometro R_2. Le polarità dei vari strumenti sono state indicate nello schema (fig. 6). Si regoli, mediante R_2, $-I_B = 10\ \mu A$; si faccia variare la tensione collettore-emettitore, mediante R_1, da 0 a 10 V; si indichino in corrispondenza dei vari valori di $-V_{CE}$, i corrispondenti valori di $-I_C$.

Fig. 6

Si regoli, mediante R_2, $-I_B = 20\ \mu A$; si faccia variare, mediante R_1, la tensione collettore-emettitore da 0 a 10 V; si indichino in corrispondenza dei vari valori di $-V_{CE}$, i corrispondenti valori di $-I_C$.

In questa maniera, si possono effettuare analoghe misure per differenti valori di $-I_B$ ottenendosi in tal modo la famiglia di curve indicata in fig. 5.

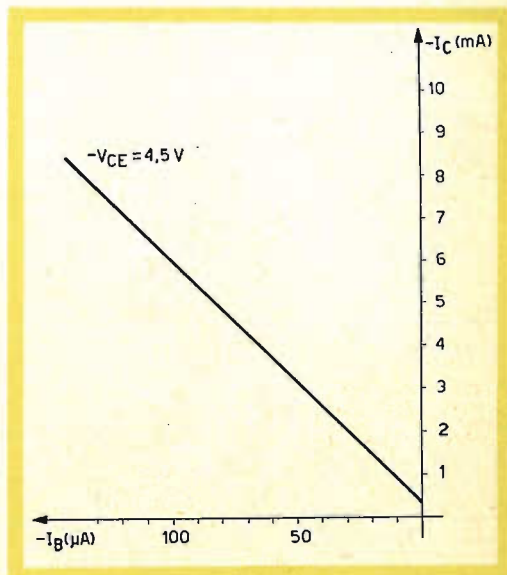
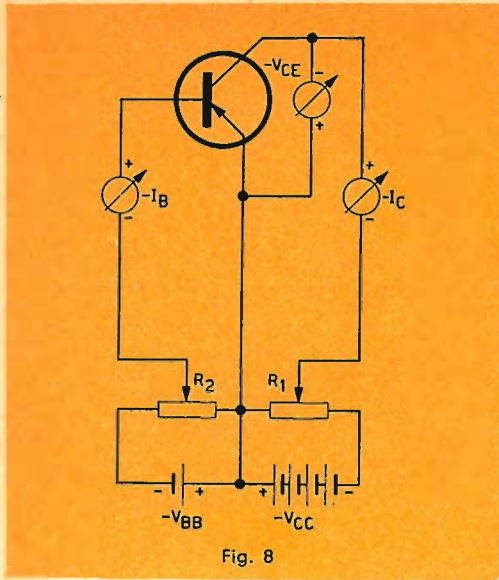



Fig. 7

Fig. 8

b) Curva caratteristica $—I_C = f(—I_B)$ per differenti valori di $—V_{CE}$

Questa curva (fig. 7) rappresenta la variazione della corrente $—I_C$ in funzione delle variazioni della corrente di base, $—I_B$, per differenti valori della tensione collettore-emettitore, $—V_{CE}$.

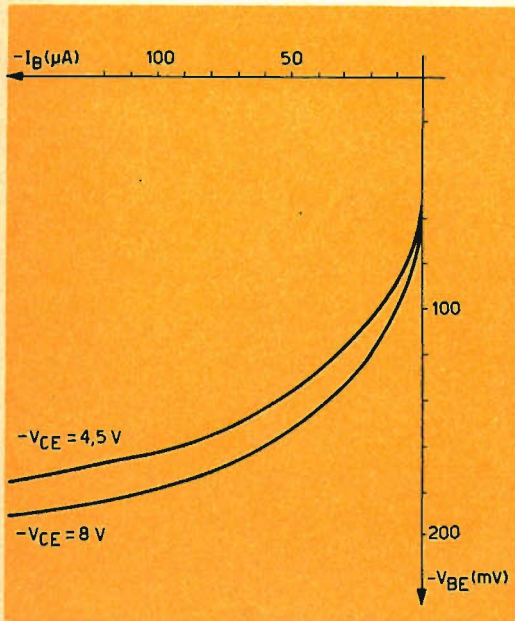



Fig. 9

Il circuito impiegato è quello della fig. 8.

La tensione collettore-emettitore, $—V_{CE}$, viene misurata mediante un voltmetro per corrente continua inserito tra il collettore e l'emettitore del transistor.

La corrente di collettore viene misurata mediante un milliamperometro per corrente continua disposto in serie nel circuito del collettore.

La corrente di base viene misurata mediante un microamperometro per corrente continua disposto in serie nel circuito di base.

Si regoli, mediante R_1, $—V_{CE} = 4{,}5$ V, si faccia variare $—I_B$, mediante R_2; si indichino per differenti valori di $—I_B$, i corrispondenti valori di $—I_C$. La retta indicata in fig. 7 è stata ottenuta effettuando le precedenti misure per un valore della tensione collettore-emettitore $V_{CE} = 4{,}5$ V.

c) Curva caratteristica $—I_B = f(—V_{BE})$ per differenti valori di $—V_{CE}$

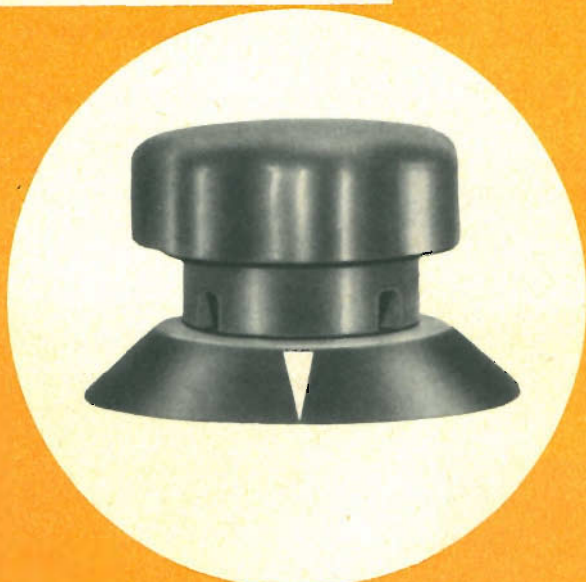
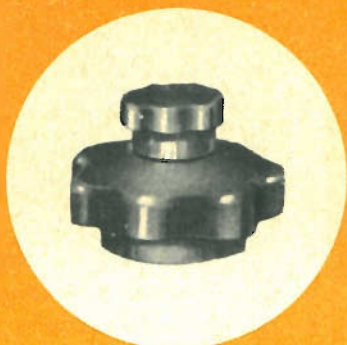
Questa curva (fig. 9), rappresenta le variazioni della corrente di base, $—_B$, in funzione delle variazioni della tensione base-emettitore, $—V_{BE}$, per differenti valori della tensione collettore - emettitore, $—V_{CE}$.

Il circuito impiegato è quello della figura 10.

La tensione base - emettitore si regola mediante R_2; la tensione collettore-emettitore mediante R_1.

$—V_{BE}$ viene misurata mediante un millivoltmetro per corrente continua inserito tra la base e l'emettitore del transistor.

Si regoli $—V_{CE} = 4{,}5$ V mediante R_1, indi si faccia variare $—V_{BE}$; si notino, per differenti valori di $—V_{BE}$, i corrispondenti valori di $—I_B$.

Le curve indicate in fig. 9 sono state ottenute ripetendo le misure precedenti per differenti valori di $—V_{CE}$.

MANOPOLE PER RADIO-TV ED APPARATI ELETTRONICI

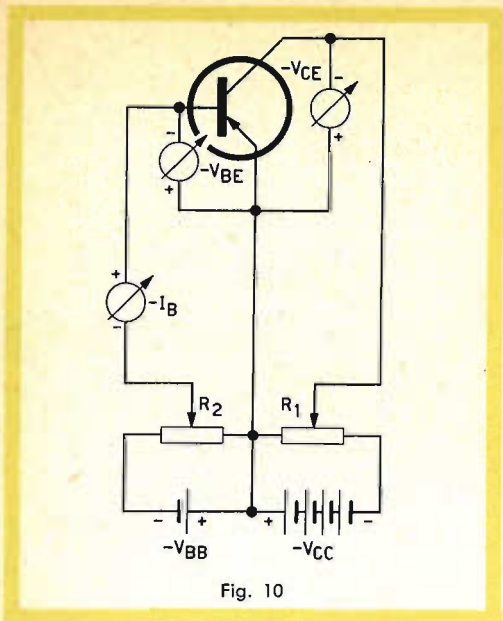
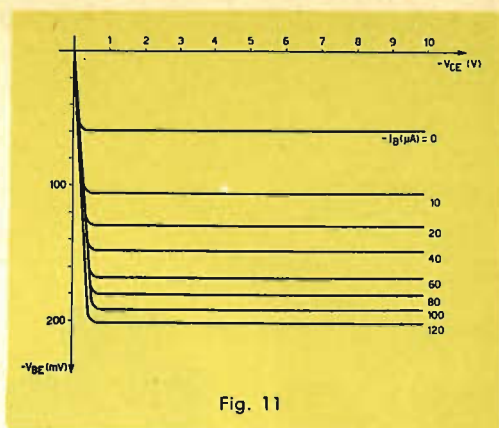



Fig. 10

Fig. 11

d) Curva caratteristica $—V_{BE} = f\,(—V_{CE})$ per differenti valori di $—I_B$

Questa curva (fig. 11) rappresenta le variazioni della tensione base-emettitore, $—V_{BE}$, in funzione delle variazioni della tensione collettore-emettitore, $—V_{CE}$, per differenti valori della corrente di base, $—I_B$.

Il circuito impiegato è quello della figura 12.

Si regoli, mediante R_2, $—I_B = 10\ \mu A$. Si faccia variare, mediante R_1, $—V_{CE}$ e si notino, per differenti valori di $—V_{CE}$, i corrispondenti valori di $—V_{BE}$.

La famiglia di curve indicata in fig. 11 si è ottenuta ripetendo le precedenti misure per differenti valori della corrente di base.

Nell'impiego di queste curve caratteristiche, noi useremo sempre la disposizione degli assi (ascissa e ordinata) quale risulta rappresentata nella fig. 4.

IMPIEGO DELLE CURVE CARATTERISTICHE

La caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$ per differenti valori di $-I_B$ e la caratteristica $-I_B = f(-V_{BE})$ per differenti valori di $-V_{CE}$, hanno una considerevole importanza nello studio del funzionamento del transistor.

La *prima* di queste curve caratteristiche consente infatti di definire il comportamento dell'uscita del transistor e del carico; la *seconda* caratteristica consente invece di definire il comportamento dell'ingresso del transistor e del circuito ad esso collegato.

Le curve caratteristiche $-I_C = f(-I_B)$, per differenti valori di $-V_{CE}$, e le curve caratteristiche $-V_{BE} = f(-V_{CE})$, per differenti valori di $-I_B$, sono meno importanti; le prime consentono di definire l'azione del circuito d'ingresso sul circuito di uscita, le seconde la reazione del circuito di uscita sul circuito d'ingresso.

a) Curva caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$ per differenti valori di $-I_B$

Questa curva caratteristica consente di mettere in evidenza e di studiare le variazioni di tre importanti elementi e cioè:

— *la resistenza di uscita del transistor,*

— *il guadagno in corrente del transistor,*

— *la retta di carico.*

1) *Resistenza di uscita del transistor*

La caratteristica impiegata è rappresentata in fig. 13.

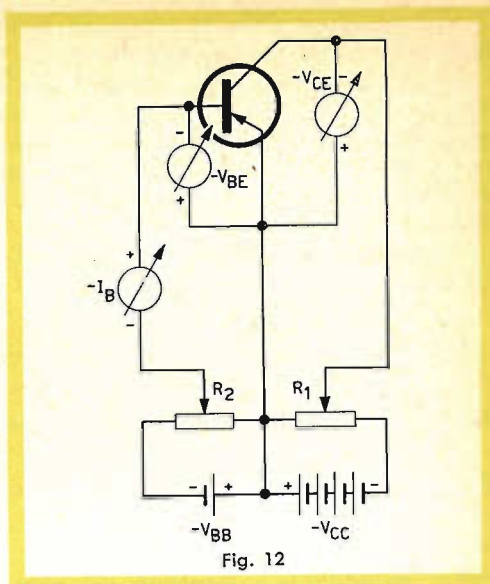



Fig. 12

Sia $-V_{CE} = 5$ V; questa tensione corrisponde al punto A' sull'asse $-V_{CE}$. Tracciamo, dal punto A', la perpendicolare a questo asse e supponiamo che il transistor lavori con una corrente di riposo di base $-I_B = 40$ μA; questa perpendicolare taglia la caratteristica ($-I_B = 40$ μA) nel punto A. La sua proiezione sull'asse $-I_C$ determina il punto A''.

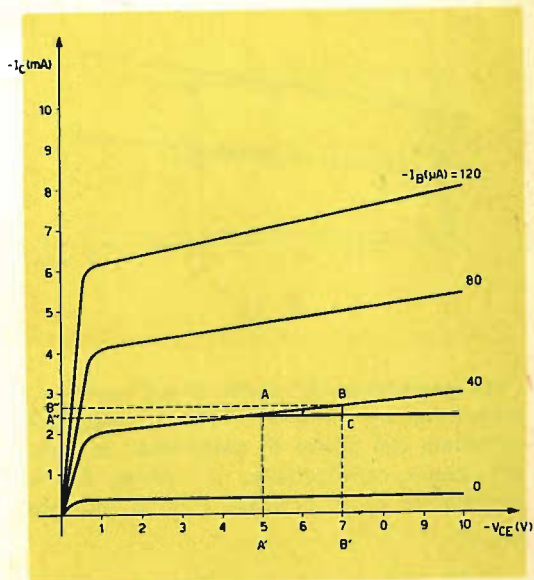



Fig. 13

Prolunghiamo A″ A; la caratteristica fa un angolo α con questa orizzontale (1).

Supponiamo che $-V_{CE}$ vari da 5 a 7 V (punto B); la perpendicolare innalzata da questo punto sull'asse $-V_{CE}$ determina il punto C sull'orizzontale (prolungamento di A″ A) e un punto B sulla caratteristica.

Proiettiamo il punto B sull'asse $-I_C$, (punto B″)

$$tg\alpha = \frac{CB}{CA} = \frac{A''B''}{A'B'} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{1}{R_{S(A)}}$$

$\Delta I_C = 0{,}2$ mA $= 2 \times 10^{-4}$ A, $\Delta V_{CE} = 2$ V.

$$R_{S(A)} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{2}{2 \times 10^{-4}} = 10^4 =$$
$= 10.000\ \Omega$.

La perpendicolare innalzata dal punto A′ determina sulla caratteristica $-I_B = 80$ μA (fig. 14) il punto D.

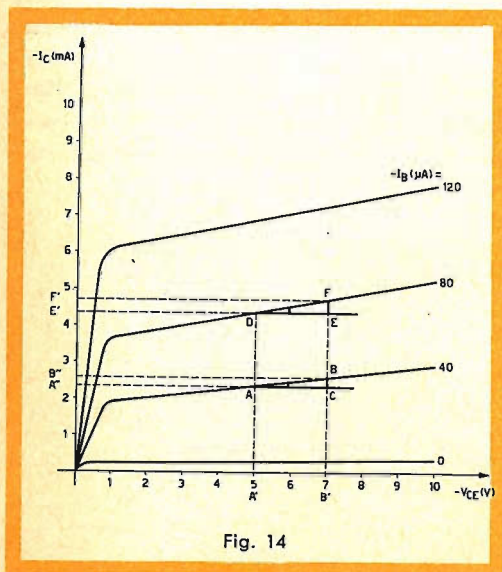



Fig. 14

La proiezione del punto D sull'asse $-I_C$ determina un punto E′; la perpendicolare innalzata dal punto B′ determina, su questa stessa caratteristica, un punto F; la proiezione di F sull'asse $-I_C$ è indicata da F′. L'angolo δ formato dalla caratteristica coll'orizzontale viene espresso mediante la sua tangente e cioè:

$$tg\delta = \frac{EF}{DE} = \frac{E'F'}{A'B'} = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{CE}} = \frac{1}{R_{S(D)}}.$$

A′B′ rappresenta la variazione della tensione collettore-emettitore ΔV_{CE}, E′F′ la variazione corrisponde (ΔI_C) della corrente di collettore.

$\Delta V_{CE} = 2$ V; $\Delta I_C = 0{,}3$ mA $= 3 \times 10^{-4}$ A

$$R_{S(D)} = \frac{\Delta V_{CE}}{\Delta I_C} = \frac{2}{3 \times 10^{-4}} = 6500\ \Omega.$$

ΔV_{CE} è costante nei due casi; ΔI_C è maggiore per l'angolo δ che per l'angolo α; infatti, E′F′ è maggiore di B″A″.

Siccome la tangente dell'angolo δ è maggiore della tanglente dell'angolo α, anche $\frac{1}{R_{S(D)}}$ sarà maggiore di $\frac{1}{R_{S(A)}}$; di conseguenza, la resistenza di uscita del transistor, per $-I_B = 80$ μA (corrispondente a $-I_C = 4{,}5$ mA), è inferiore a quella corrispondente a $-I_B = 40$ μA (corrispondente a $-I_C = 2{,}25$ mA). La resistenza di uscita del transistor viene definita, per una data tensione, dall'angolo che la caratteristica forma con l'orizzontale.

Lo studio delle sue variazioni indica che essa tende a diminuire quando la corrente di collettore $-I_C$ aumenta; infatti, quando $-I_C$ aumenta, anche l'angolo formato dalla curva caratteristica con l'orizzontale aumenta e, conseguentemente, anche la tangente e diminuisce corrispondentemente la resistenza di uscita.

2) *Guadagno in corrente del transistor*

Il guadagno in corrente di un transistor viene definito dal rapporto tra le variazioni della corrente di collettore, ΔI_C, e le variazioni della corrente di base che le hanno provocate, ΔI_B. Questa definizione vale per il montaggio con emettitore comune.

In questo caso, il guadagno in corrente viene indicato mediante le lettere α' o β per cui:

---

1) Per angolo α intendiamo l'angolo che nel triangolo CAB ha per vertice A. Analoga osservazione vale per l'angolo β e gli altri.

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}.$$

Le caratteristiche impiegate sono rappresentate in fig. 15. Sia $-V_{CE} = 5$ V. Questa tensione è rappresentata sull'asse $-V_{CE}$ dal punto A.

Innalziamo la perpendicolare da questo punto; questa determina un punto B sulla caratteristica $-I_B = 10$ µA ed un punto C sulla caratteristica $-I_B = 20$ µA.

Proiettiamo i punti B e C sull'asse $-I_C$;

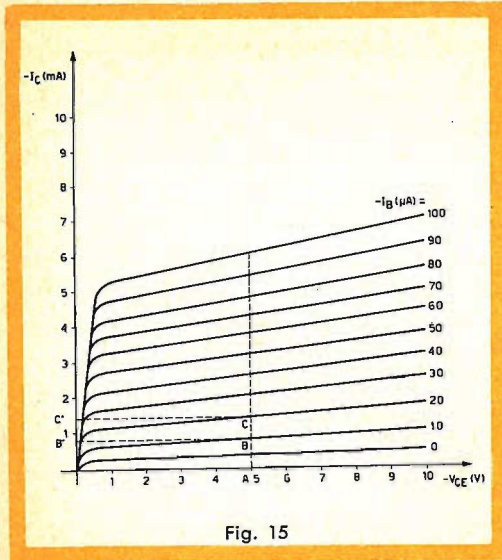



Fig. 15

la proiezione di B è determinata dal punto B' la proiezione di C dal punto C'.

Quando il punto di riposo della corrente di base si sposta dal punto B al punto C, la corrente varia da 10 a 20 µA e la corrente di collettore varia, corrispondentemente, dal punto B' al punto C'.

B' corrisponde a $-I_C = 600$ µA, mentre C' corrisponde a $-I_C = 1200$ µA.

B'C' rappresenta la variazione della corrente di collettore per cui $\Delta I_C = 600$ µA.

$$\beta = \frac{B'C'}{\Delta I_B} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{600}{10} = 60.$$

Lo studio delle variazioni del guadagno in corrente in funzione della corrente di collettore dipende dal tipo di transistor impiegato.

Nel caso di un transistor di piccola potenza lo scarto esistente tra le varie curve caratteristiche, per una stessa variazione della corrente di base, è costante; il guadagno in corrente è quindi costante qualunque sia il valore della corrente di riposo del collettore.

Per i transistor di potenza, le caratteristiche impiegate sono indicate in fig. 16 (per esempio, OC 72).

Definiamo, come abbiamo fatto prima, un valore di tensione di riposo collettore-emettitore $-V_{CE} = 5$ V (punto A).

Da questo punto innalziamo la perpendicolare all'ascissa; questa determina un punto B sulla caratteristica $-I_B = 0{,}5$ mA, un punto C sulla caratteristica $-I_B = 1$ mA, un punto D sulla caratteristica $-I_B = 1{,}5$ mA ed infine un punto E sulla caratteristica $-I_B = 2$ mA.

Proiettiamo i punti B. C. D e E sull'asse $-I_C$; siano i punti B', C', D', E', quelli che detta proiezione forma con l'asse $-I_C$: B' corrisponde a una corrente di col-

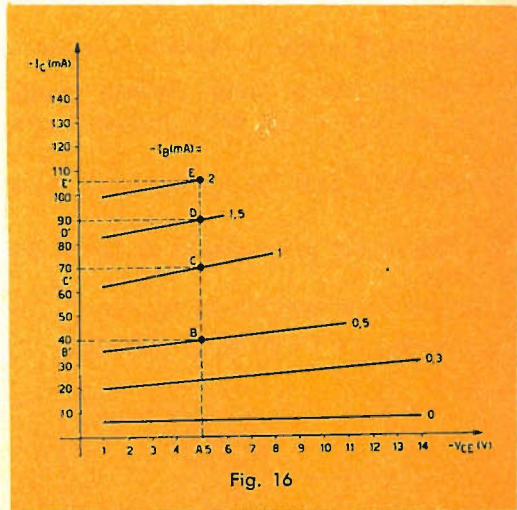



Fig. 16

lettore $-I_C = 40$ mA, C' ad una corrente di collettore $-I_C = 70$ mA, D' a una corrente di collettore $-I_C \doteq 90$ mA e infine E' ad una corrente di collettore $-I_C = 105$ mA.

Quando il punto di riposo si sposta dal punto B al punto C, la corrente di base varia da 0,5 a 1 mA, ossia $\Delta I_B = 1{,}00 - 0{,}5 = 0{,}5$ mA; la corrente di collet-

tore passa da B' a C', ossia $\Delta I_C = 70 - 40 = 30$ mA.

Il guadagno in corrente è uguale a:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{30}{0,5} = 60.$$

Quando il punto di riposo passa dalla posizione D alla posizione E, la corrente di base varia da 1,5 a 2 mA; vale a dire $\Delta I_B = 2 - 1,5 = 0,5$ mA; la corrente di collettore passa dal valore D' al valore E', ossia $\Delta I_C = 105 - 90 = 15$ mA. In questo caso, il guadagno in corrente è uguale a:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{15}{0,5} = 30.$$

Il guadagno in corrente di un transistor di potenza, in un circuito con emettitore comune, diminuisce pertanto allorquando la corrente di riposo di collettore aumenta.

Questa constatazione può essere anche dedotta dalla caratteristica $-I_C = f(-I_B)$ di questo transistor.

3) *Retta di carico in corrente continua*

Retta di carico viene definita quella retta che con l'asse delle ascisse forma un angolo α, tale che $\text{tg}\alpha = \frac{1}{R_L}$, dove R_L rappresenta la resistenza di carico del transistor.

Il circuito è indicato in fig. 17.

$$-V_{CC} = 10 \text{ V}; \; R_L = 1000 \; \Omega.$$

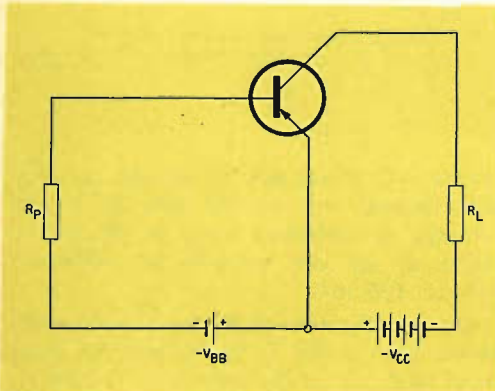



Fig. 17

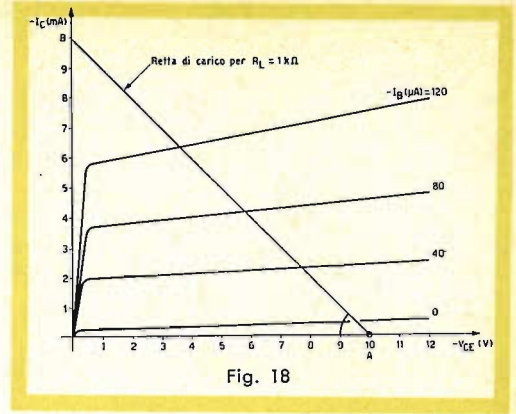



Fig. 18

La famiglia di curve caratteristiche impiegate è indicata in fig. 18.

L'origine della retta di carico si trova sul punto A tale che

$$-V_{CE} = -V_{CC} = 10 \text{ V}.$$

La retta di carico AB forma con l'asse delle ascisse ($-V_{CE}$) un angolo α.

La tangente di questo angolo è uguale a:

$$\text{tg}\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta V_{RL}} = \frac{1}{R_L}.$$

Le unità impiegate devono essere per V_{RL} il volt, per I_C l'ampere, per R_L l'ohm; si può quindi esprimere direttamente la tangente dell' angolo α mediante $\frac{1}{R_L}$:

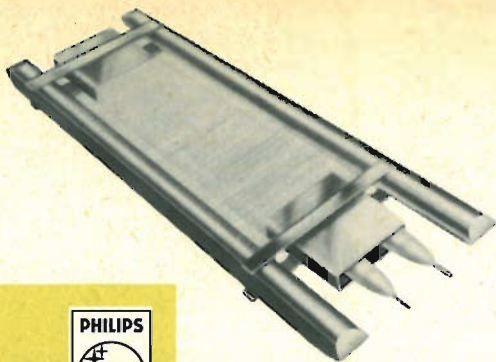
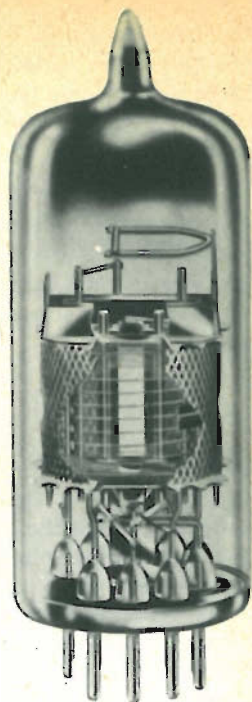
R_L risulta espresso in ohm quando l'asse $-I_C$ è graduato in ampere e l'asse $-V_{CE}$ in volt.

Se $-V_{CE}$ è espresso in volt e $-I_C$ in mA, $\text{tg}\alpha = 1/R_L$ è valida solo se R_L è espressa in kohm.

In fig. 18, $-I_C$ è espresso in mA, $-V_{CE}$ in V per cui:

$$\text{tg}\alpha = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{1} = 1.$$

L'angolo con tangente uguale ad 1 è un angolo di 45°.

Tracciamo sulla fig. 18 una retta che forma con l'asse delle ascisse $-V_{CE}$, nel punto A, un angolo di 45°; essa rappresenta la retta di carico del transistor per $R_L = 1000 \; \Omega$.

valvole con griglia a quadro per televisione

E/PC	**86**	Triodo UHF per stadi amplificatori RF e convertitori autooscillanti.
E/PC	**88**	Triodo UHF per stadi amplificatori RF; elevato guadagno di potenza; bassa cifra di rumore.
E/PC	**97**	Triodo VHF per stadi amplificatori RF - bassa capacità anodo - griglia; circuiti neutrode.
E/PCC	**88**	Doppio triodo VHF per amplificatori RF "cascode"; elevata pendenza (S = 12,5 mA/V); bassa cifra di rumore.
E/PCC	**189**	Doppio triodo VHF a pendenza variabile (S = 12,5 mA/V) per amplificatori RF "cascode".
E/PCF	**86**	Triodo-pentodo per impiego nei selettori VHF; pentodo con griglia a quadro con elevato guadagno di conversione.
EF	**183**	Pentodo ad elevata pendenza variabile (S = 14 mA/V) per amplificatori di media frequenza TV.
EF	**184**	Pentodo ad elevata pendenza (S = 15,6 mA/V) per amplificatori di media frequenza TV.

PHILIPS S.p.A. - Reparto Elettronica - Piazza IV Novembre 3 - MILANO Tel. 6994

Per determinare la retta di carico, partendo dal valore della resistenza di carico, si deve tener conto delle unità impiegate sia sull'asse delle ascisse che su quello delle ordinate.

L'influenza del valore di R_L sulle varie posizioni che può assumere la retta di carico può essere studiata partendo da una famiglia di caratteristiche $-I_C = f(-V_{CE})$.

Supponiamo $R_L = 0$

$$\text{tg}\alpha = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{0} = \infty.$$

L'angolo cui corrisponde una tangente di valore infinito è uguale a 90°.

Sulle caratteristiche indicate in fig. 19 innalziamo, dal punto A, la perpendicolare all'asse $-V_{CE}$; questa retta rappresenta la retta di carico del transistor quando $R_L = 0$. Infatti, lo spostamento del punto di riposo su questa retta si traduce in variazioni di corrente di collettore cui non corrisponde nessuna variazione di tensione:

$$\Delta V_{RL} = R_L \times \Delta I_C = 0 \times \Delta I_C = 0.$$

Supponiamo $R_L = \infty$

$$\text{tg}\alpha = \frac{1}{R_L} = \frac{1}{\infty} = 0.$$

L'angolo la cui tangente ha un valore nullo è uguale a 0.

La retta rappresentante questo angolo si sovrappone all'asse delle ascisse; essa corrisponde alla retta di carico del transistor quando R_L è uguale all'infinito.

La fig. 19 indica che la retta di carico si avvicina tanto più alla posizione orizzontale quanto più grande è il valore della resistenza R_L.

b) Curva caratteristica $-I_C = f(-I_B)$ per differenti valori di $-V_{CE}$

Questa caratteristica consente di mettere in evidenza il guadagno in corrente del transistor e le sue variazioni.

Guadagno in corrente del transistor.

La caratteristica utilizzata è rappresentata in fig. 20.

Sia un punto A', sull'asse $-I_B$, individuante una certa corrente di base $-I_B = 50\ \mu A$.

Innalziamo da questo punto la perpendicolare all'ascissa $-I_B$; essa taglia la caratteristica nel punto A.

Sia A'' la proiezione di A sull'asse dell'ordinata $-I_C$. A'' corrisponde ad un certo valore della corrente di collettore: $-I_C = 2{,}8$ mA.

Sia ora un punto B', sull'asse delle ascisse, corrispondente ad una corrente di base di 60 µA.

Innalziamo dal punto B' la perpendico-

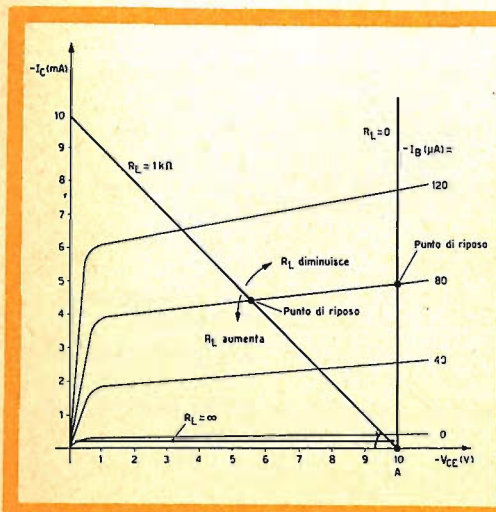



Fig. 19

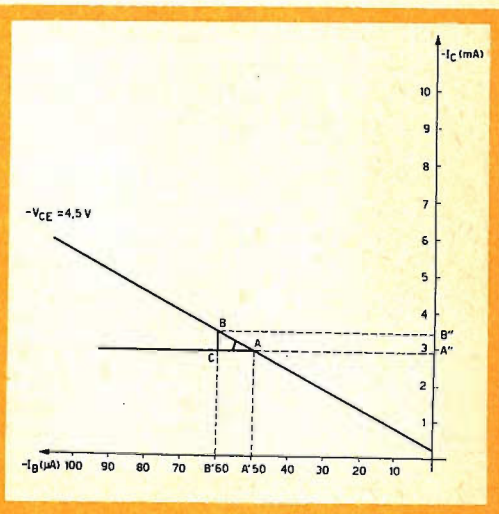



Fig. 20

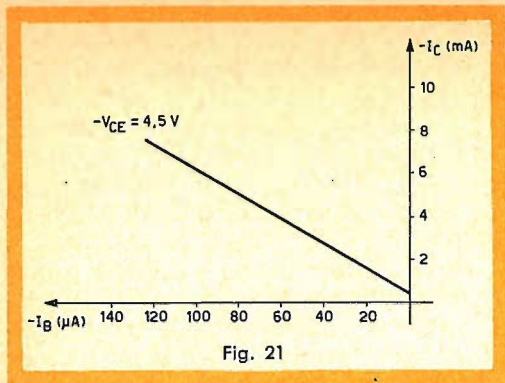



Fig. 21

lare; l'incontro di questa perpendicolare con la retta caratteristica determina il punto B.

La proiezione di B sull'asse $-I_C$ è rappresentata da B''.

B'' corrisponde ad una corrente di collettore $-I_C = 3{,}4$ mA.

Il guadagno in corrente di un transistor montato in un circuito con emettitore comune è definito dal rapporto:

$$\beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}.$$

Il prolungamento di A'' A taglia BB' in C.

L'angolo α che la caratteristica forma con la retta orizzontale risulta determinato dalla rispettiva tangente ossia:

$$\mathrm{tg}\alpha = \frac{BC}{CA} = \frac{B''A''}{B'A'}.$$

B' A' rappresenta la variazione della corrente di base, $\Delta I_B = 60 - 50 = 10$ µA.

B'' A'' rappresenta la variazione della corrente di collettore $\Delta I_C = 3{,}4 - 2{,}8 = 0{,}6$ mA $= 600$ µA.

$$\mathrm{tg}\alpha = \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{600}{10} = 60.$$

La pendenza di questa caratteristica determina il guadagno in corrente del transistor.

Lo studio delle variazioni del guadagno in corrente sarà meglio compreso se verrà considerato per i transistor di piccola e di grande potenza separatamente.

Transistor di piccola potenza.

La caratteristica $-I_C = f(-I_B)$, per differenti valori di $-V_{CE}$, ha un andamento rettilineo (fig. 21).

La pendenza di questa caratteristica è costante; in questo caso, il guadagno in corrente non cambia quando varia la corrente di collettore.

Transistor di grande potenza.

La caratteristica di un transistor di grande potenza è indicata in fig. 22.

Sia un punto A', sull'asse $-I_B$, corrispondente ad una corrente di base $-I_B$ di 800 µA.

La perpendicolare innalzata dal punto A' dell'ascissa $-I_B$ incontra la curva caratteristica nel punto A, la cui proiezione sull'asse $-I_C$ determina un punto A'', corrispondente ad una corrente di collettore $-I_C = 52$ mA.

Facciamo variare $-I_B$ da 800 µA a 1 mA, ossia B' sull'asse $-I_B$. La perpendicolare innalzata dal punto B' incontra la curva caratteristica in B la cui proiezione determina, sull'asse $-I_C$, il punto B'', corrispondente ad una corrente di collettore di 62 mA.

Prolunghiamo A'' A e incontreremo la retta BB' in C

$$\beta = \mathrm{tg}\alpha = \frac{BC}{CA} = \frac{B''A''}{B'A'} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} =$$

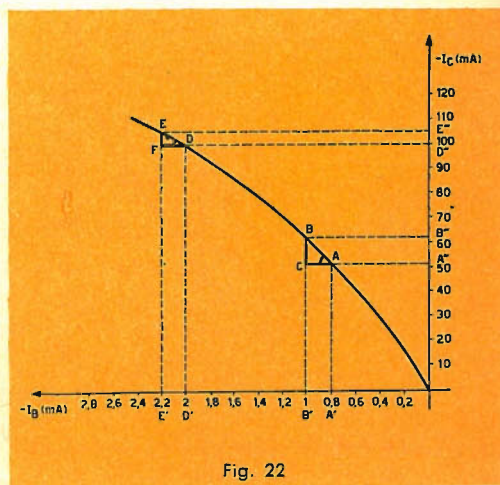



Fig. 22

$$= \frac{62 - 52}{1 - 0{,}8} = \frac{10}{0{,}2} = 50.$$

Studiamo le stesse variazioni per $-I_B = 2$ mA (punti D', D, D'') corrispondenti a $-I_C = 100$ mA.

Sia $-I_B = 2{,}2$ mA (punti E', E, E'') determinante un valore di $-I_C = 104$ mA.

$$\beta = \text{tg}\delta = \frac{EF}{DF} = \frac{D''E''}{D'E'} = \frac{4}{0{,}2} = 20.$$

Il guadagno in corrente di un transistor di potenza diminuisce quando la corrente di collettore aumenta.

c) Curva caratteristica $-I_B = f\,(-V_{BE})$ per differenti valori di $-V_{CE}$

Questa caratteristica consente di mettere in evidenza e di studiare le variazioni di due elementi molto importanti:

1) la resistenza d'ingresso del transistor,

2) la resistenza di attacco o retta di attacco del transistor.

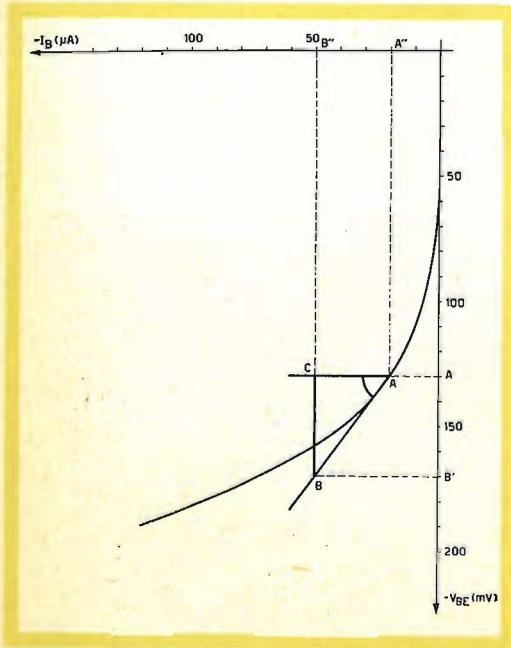



Fig. 23

1) *Resistenza d'ingresso del transistor.*

La caratteristica impiegata è indicata in fig. 23.

Il transistor è polarizzato in modo che la tensione base-emettitore ($-V_{BE}$), in condizioni di riposo, sia di 130 mV, corrispondenti ad una corrente di base di 20 μA.

Sia A il punto di riposo così determinato sulla caratteristica.

Tracciamo la tangente alla curva caratteristica nel punto A ed una retta parallela all'asse $-I_B$ parimente passante per questo punto. L'angolo α che la tangente a questa curva fa con la retta orizzontale è uguale, per una data tensione base-emettitore, alla resistenza d'ingresso del transistor. Infatti: sia A' il punto corrispondente a 130 mV sull'asse $-V_{BE}$, A'' il punto corrispondente a 20 μA sull'asse $-I_B$.

Facciamo variare $-I_B$ da 20 a 50 μA punto (B'').

Innalziamo la perpendicolare dal punto B'' sull'asse $-I_B$; questa incontra l'orizzontale passante per il punto A in C e la tangente alla curva caratteristica in B. Proiettiamo B sull'asse $-V_{BE}$ (punto B').

$$\text{tg}\alpha = \frac{BC}{CA} = \frac{B'A'}{A''B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}.$$

La resistenza d'ingresso di un transistor è uguale al rapporto delle variazioni della tensione base-emettitore e le variazioni corrispondenti della corrente di base, e cioè:

$$R_{e(A)} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_B}.$$

Conseguentemente:

$$\text{tg}\alpha = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} = R_{e(A)}.$$

La pendenza della caratteristica definisce la resistenza d'ingresso del transistor per una data tensione base-emettitore.

Studio delle variazioni della resistenza d'ingresso in funzione della corrente di collettore.

In fig. 24 è indicata la caratteristica impiegata.

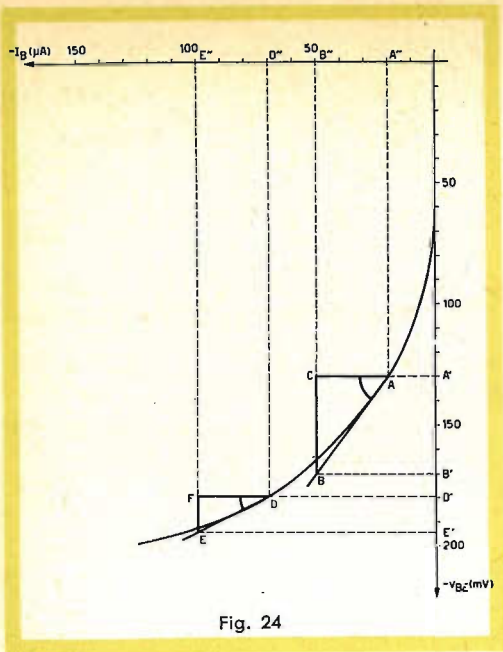



Fig. 24

Come per il caso precedente, il transistor si trova polarizzato in modo che la tensione base-emettitore sia di 130 mV (punto A'). Quest'ultimo determina un punto A sulla curva caratteristica. La proiezione del punto A sull'asse $-I_B$ (punto A'') definisce un certo valore della corrente di riposo di base $-I_B = 20\ \mu A$.

Tracciamo la tangente alla curva nel punto A come pure una retta parallela all'asse $-I_B$ passante per il punto A. Variando la corrente di base $-I_B$ da 20 a 50 μA (punto B'') e conducendo dal punto B'' la perpendicolare, quest'ultima incontrerà la precedente retta orizzontale nel punto C e determinerà un punto B sulla tangente alla caratteristica in precedenza tracciata.

Proiettiamo B sull'asse $-V_{BE}$ (punto B').

$$\mathrm{tg}\alpha = \frac{BC}{CA} = \frac{A'B'}{A''B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} =$$

$$= \frac{17 \times 10^{-2} - 13 \times 10^{-2}}{5 \times 10^{-5} - 2 \times 10^{-5}} =$$

$$= \frac{4 \times 10^{-2}}{3 \times 10^{-5}} = 1300\ \Omega.$$

Questo valore corrisponde alla resistenza d'ingresso del transistor per una tensione di base-emettitore $-V_{BE} = 130$ mV.

Assegnamo a $-V_{BE}$ il valore di 180 mV (D'); sulla curva caratteristica esso corrisponde al punto D.

La proiezione di D sull'asse $-I_B$ determina un punto D'' corrispondente a $-I_B = 70\ \mu A$.

Conduciamo dal punto D la tangente alla curva e l'orizzontale passante per lo stesso punto.

Sia un punto E'', sull'asse $-I_B$, corrispondente ad una corrente $-I_B = 100\ \mu A$; esso determina sull'orizzontale passante per il punto D il punto F, e il punto E sulla tangente alla curva nel punto D. La proiezione di E sull'asse delle ascisse, $-V_{BE}$, determina un punto E' ($-V_{RE} = 195$ mV).

$$\mathrm{tg}\delta = R_{e(D)} = \frac{FE}{FD} = \frac{E'D'}{E''D''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B} =$$

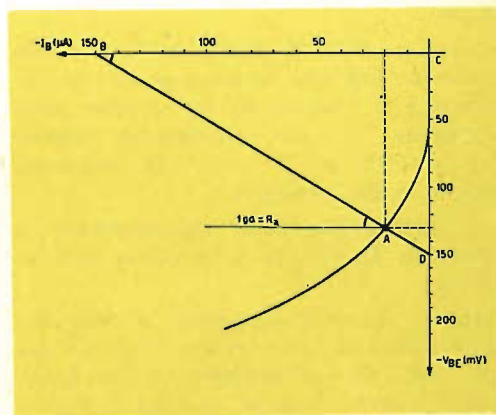
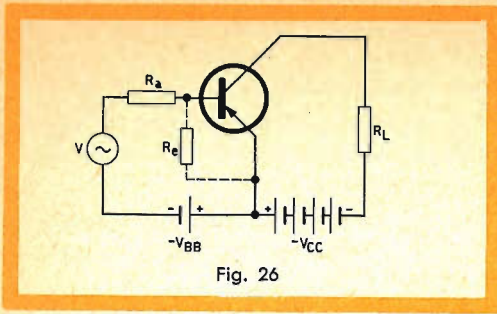
$$= \frac{195 \times 10^{-3} - 180 \times 10^{-3}}{110 \times 10^{-6} - 70 \times 10^{-6}} =$$

$$= \frac{15 \times 10^{-3}}{40 \times 10^{-6}} = 375\ \Omega$$

La resistenza d'ingresso di un transistor diminuisce quando la corrente di collettore aumenta; infatti, un aumento di $-I_C$ è sempre la conseguenza di un aumento di $-I_B$

Fig. 25

Fig. 26

Fig. 27

e R_E diminuisce quando $-I_B$ aumenta. La caratteristica d'ingresso molto incurvata del transistor è un inconveniente notevole per la sua utilizzazione; la sua non-linearità è identica a quella della curva caratteristica diretta di un diodo al germanio.

2) *Resistenza di attacco o retta di attacco del transistor.*

Si chiama resistenza di attacco (R_a) la resistenza interna del generatore che « attacca » il transistor, a cui cioè il transistor è collegato.

La caratteristica impiegata è indicata in fig. 25.

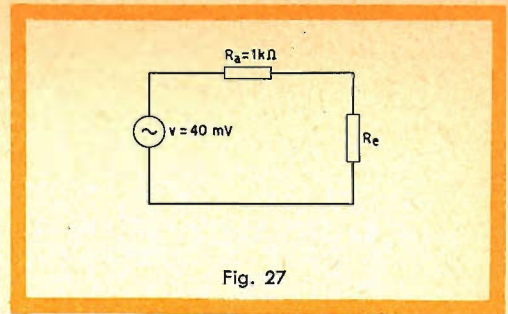
Sia A il punto di riposo del transistor, corrispondente ad una tensione base-emettitore $-V_{BE} = 130$ mV ed a una corrente di base $-I_B = 20$ μA.

Il transistor viene « attaccato » ad un generatore con resistenza interna uguale a 1000 Ω; questo generatore fornisce a vuoto una tensione cresta-cresta di 40 mV.

In fig. 27 è indicato lo schema equivalente del circuito d'ingresso di questo stadio.

Un generatore di resistenza interna nulla che fornisce una tensione di 40 mV cresta-cresta è inserito in un circuito comprendente la « sua » resistenza interna ($R_a = 1000$ Ω) in serie alla resistenza d'ingresso del transistor.

E' interessante poter rappresentare la resistenza di attacco sulla curva caratteristica.

Per il punto A, tracciamo la retta che faccia coll'orizzontale un angolo α tale che $tg\alpha = R_a$. Non dimentichiamo, per il calcolo di questa tangente, le unità di misura impiegate sugli assi delle ascisse e delle ordinate: R_a è in Ω, $-V_{BE}$ è in V. e $-I_B$ è in A.

Nel nostro caso $-V_{BE}$ è in mV, $-I_B$ in μA per cui R_a sarà espressa in kΩ.

$$tg\alpha = R_a = 1.$$

L'angolo la cui tangente è uguale ad 1 è un angolo di 45°; la retta di attacco fa quindi un angolo di 45° con l'orizzontale passante per il punto A. Essa determina sull'asse $-I_B$ un punto B.

L'angolo α è uguale all'angolo β come pure:

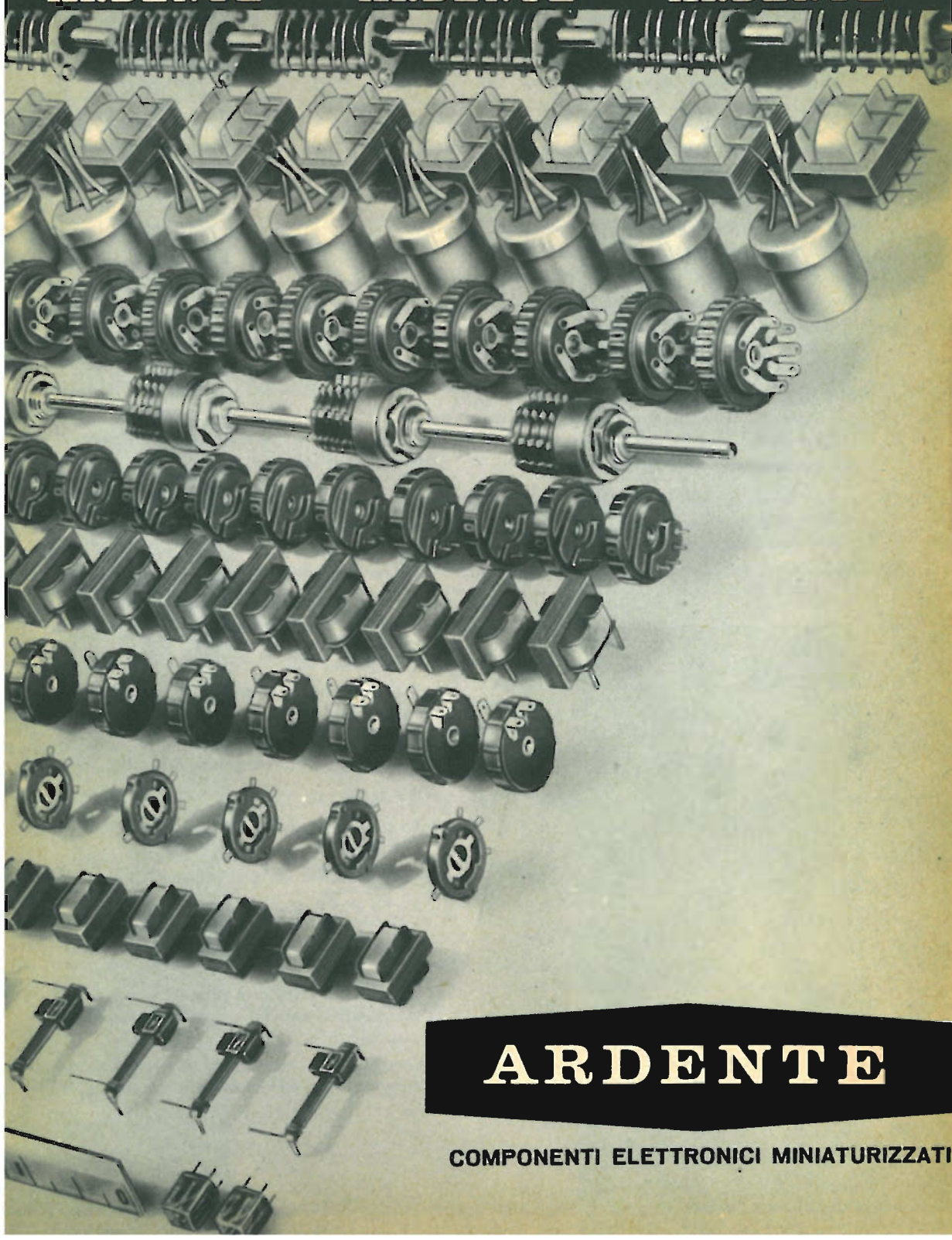
$$tg\beta = \frac{CD}{CB} = \frac{V_a}{I_a} = R_a$$

Le variazioni di tensione e di corrente provocate dal generatore si traducono in uno spostamento di questa retta di attacco, parallelamente a se stessa, sulla curva caratteristica. La retta di attacco precedentemente tracciata determina il punto D sull'asse $-V_{BE}$.

Consideriamo le variazioni della tensione fornita dal generatore rispetto al punto D fig. 28.

Dall'istante t_0 all'istante t_1 la tensione alternata passa da un valore nullo a un valore massimo positivo, la tensione base-emettitore diventa meno negativa, la retta di attacco si sposta parallelamente a se stessa determinando il punto B sulla caratteristica.

Dall'istante t_1 all'istante t_2 la tensione alternata ritorna ad un valore nullo, la retta di attacco riprende la sua posizione di origine, punto A sulla curva caratteristica.

Dall'istante t_2 all'istante t_3 la tensione alternata passa da un valore nullo ad un

ARDENTE ARDENTE ARDENTE
ARDENTE
COMPONENTI ELETTRONICI MINIATURIZZATI

valore massimo negativo, $-V_{BE}$ diventa più negativa; la retta di attacco si sposta parallelamente a se stessa e determina, sulla curva caratteristica, il punto C.

Dall'istante t_3 all'istante t_4 la tensione alternata ritorna ad un valore nullo, $-V_{BE}$ riprende il valore primitivo, la retta di attacco assume la sua posizione di origine.

Le variazioni della tensione all'ingresso si traducono in uno spostamento della retta di attacco la quale a sua volta determina tre punti sulla curva caratteristica; la proiezione di questi tre punti A', B', C', indicano le variazioni della corrente di base nel transistor. Nel caso particolare in cui il valore della resistenza di attacco sia pressochè uguale alla resistenza d'ingresso del transistor le variazioni della corrente di attacco possono essere considerate simultaneamente; queste si traducono, come in precedenza, in uno spostamento della retta di attacco rispetto alla sua posizione di origine.

Le variazioni della corrente di attacco sono indicate nella fig. 28; esse si succedono, nel tempo, da t_0 a t_1; da t_1 a t_2; da t_2 a t_3; da t_3 a t_4; e con esse si può

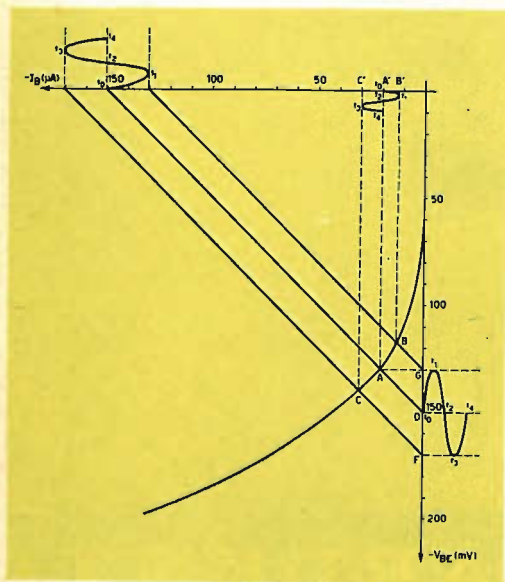



Fig. 28

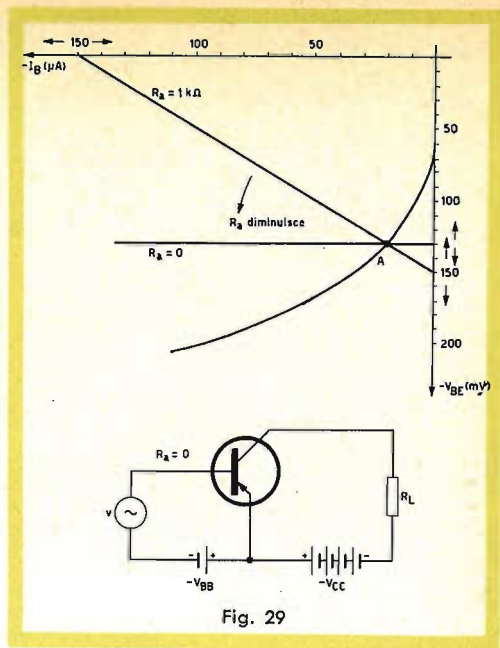



Fig. 29

determinare l'ampiezza degli spostamenti della retta di attacco.

Il valore della resistenza di attacco definisce la posizione della retta di attacco.

1) $R_a = 0$.

Lo schema utilizzato è indicato in fig. 29.

La resistenza interna del generatore che pilota lo stadio è uguale a 0.

$$\text{tg}\alpha = R_a = 0.$$

L'angolo con tangente uguale a 0 ovviamente è un angolo di 0°.

La retta di attacco passa per il punto A sovrapponendosi alla orizzontale (fig. 29).

2) $R_a = \infty$.

Lo schema impiegato è indicato in fig. 30.

La resistenza interna del generatore che pilota lo stadio ha un valore infinito.

$$\text{tg}\alpha = R_a = \infty.$$

L'angolo con tangente di valore infinito è un angolo di 90°.

La retta di attacco si ottiene innalzando la perpendicolare dal punto A sulla retta orizzontale (fig. 30).

Concludendo, la retta di attacco si avvicina tanto più all'orizzontale quanto più

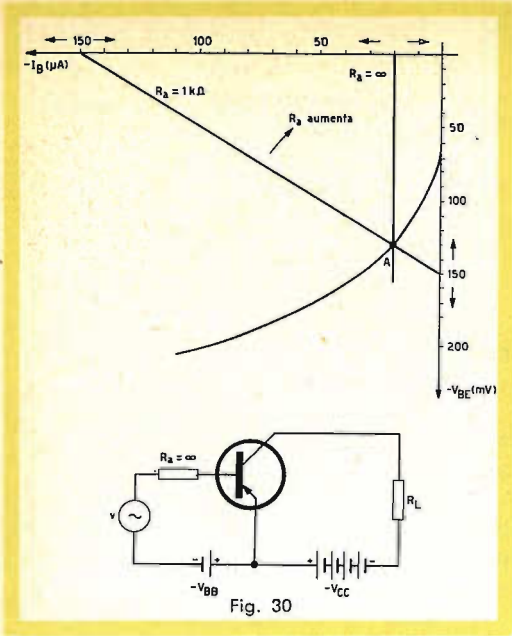



Fig. 30

la resistenza di attacco diminuisce (bassa resistenza interna del generatore); essa si avvicina invece tanto più alla verticale quanto più aumenta la resistenza interna del generatore.

Dalle figure 29 e 30 si ricava che:

1) Quando la retta di attacco si avvicina alla posizione orizzontale, sono le variazioni di tensione che pilotano il transistor.

2) Quando la retta di attacco si avvicina alla posizione verticale, sono le variazioni di corrente che pilotano il transistor.

d) Curva caratteristica $-V_{BE} = f\,(-V_{CE})$ per differenti valori di $-I_B$

Questa caratteristica determina il tasso di controreazione interna del transistor che risulta definito dal rapporto tra la variazione della tensione base-emettitore e la variazione della tensione collettore-emettitore.

Tasso di controreazione interna:

$$= \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}}.$$

La caratteristica impiegata è indicata in fig. 31.

Sia $-V_{CE} = 5$ V, la tensione collettore-emettitore di riposo del transistor (punto A'').

La perpendicolare innalzata dal punto $-V_{CE} = 5$ V determina, sulla curva caratteristica $-I_B = 0$ μA, un punto A.

Tracciamo l'orizzontale all'asse $-V_{CE}$ dal punto A; questa determina un punto A' sull'asse $-V_{BE}$.

Supponiamo che $-V_{CE}$ passi da 5 a 10 V (punto B'' sull'asse $-V_{CE}$), la perpendicolare innalzata dal punto B'' sull'asse $-V_{CE}$ determina, sull'orizzontale passante per il punto A, un punto C e un punto B sulla curva caratteristica.

Proiettiamo ora il punto B sull'asse $-V_{BE}$ (punto B').

L'angolo α resta definito dalla sua tangente:

$$\text{tg}\alpha = \frac{CB}{CA} = \frac{A'B'}{A''B''}.$$

A'B' rappresenta la variazione della tensione base-emettitore:

$$A'B' = \Delta V_{BE}.$$

A''B'' rappresenta la variazione della tensione collettore-emettitore:

$$A''B'' = \Delta V_{CE}.$$

Conseguentemente

$$\text{tg}\alpha = \frac{A'B'}{A''B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}},$$

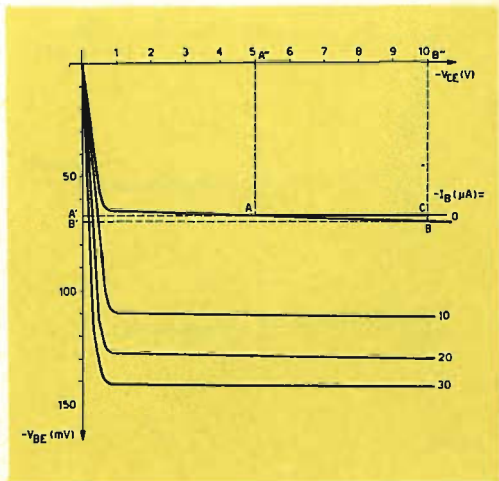



Fig. 31

rappresenta il tasso di controreazione interna del transistor.

Il valore del tasso di controreazione interna del transistor è tanto più grande quanto maggior è l'angolo che l'orizzontale forma con la curva caratteristica.

Variazioni del tasso di controreazione interna.

Sulla caratteristica indicata in fig. 32, il punto A'' corrisponde a una tensione collettore-emettitore $-V_{CE}$ uguale 5 V.

La proiezione di A'' sulla caratteristica $-V_{BE} = f(-V_{CE})$ per $-I_B = 0$, determina un punto A; la proiezione di A sull'asse $-V_{BE}$ è rappresentata dal punto A', e tale che $-V_{BE} = 68$ mV.

Si vari $-V_{CE}$ da 5 a 10 V e sia B'' il punto corrispondente a $-V_{CE} = 10$ V.

Quest'ultimo determina un punto C sull'orizzontale condotta dal punto A, e un punto B sulla curva caratteristica. La proiezione di B sull'asse delle ordinate è rappresentata dal punto B', tale che:

$$-V_{BE} = 70 \text{ mV}.$$

Il tasso di controreazione interna è definito dalla tangente dell'angolo α e cioè:

$$\text{tg}\alpha = \frac{CB}{CA} = \frac{A'B'}{A''B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}},$$

Fig. 32

$$\Delta V_{BE} = 70 - 68 = 2 \text{ mV} = 2 \times 10^{-3} \text{ V},$$
$$\Delta V_{CE} = 10 - 5 = 5 \text{ V}.$$

Tasso di controreazione interna (A):

$$\text{tg}\alpha = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} = \frac{2 \times 10^{-3}}{5} = \frac{20 \times 10^{-4}}{5} = 4 \times 10^{-4}.$$

Il punto A'' determina un punto D sulla caratteristica $-V_{BE} = f(-V_{CE})$ per $-I_B = 20$ μA.

La proiezione del punto D su $-V_{BE}$ è rappresentata da D' e corrisponde a $-V_{BE} = 129$ mV.

La proiezione di B'' determina un punto E sulla curva caratteristica $-I_B = 20$ μA, e un punto E' sull'asse $-V_{BE}$, tale che $-V_{BE} = 130$ mV.

Il tasso di controreazione interna è uguale, in questo caso, a:

$$\text{tg}\delta = \frac{EF}{DF} = \frac{E'D'}{A''B''} = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}},$$

$$\Delta V_{BE} = 130 - 129 = 1 \text{ mV} = 10^{-3} \text{ V};$$
$$\Delta V_{CE} = 5 \text{ V}.$$

Il tasso di controreazione interna (D) è:

$$\text{tg}\delta = \frac{10^{-3}}{5} = \frac{10 \times 10^{-4}}{5} = 2 \times 10^{-4}.$$

Il tasso di controreazione interna di un transistor diminuisce quando aumenta la corrente di collettore.

Curva caratteristica $P_{Cmax} = f(T_{amb})$

Oltre alle quattro caratteristiche precedentemente definite, ne esiste un'altra che ha una grande importanza nel progetto di un amplificatore equipaggiato con transistor.

Questa caratteristica indica la potenza massima ammissibile sul collettore in funzione della temperatura ambiente (fig. 33).

In base a questa curva è possibile, per una data temperatura ambiente, determinare la potenza massima ammissibile al collettore.

Supponiamo che la temperatura ambiente sia di 35 °C.

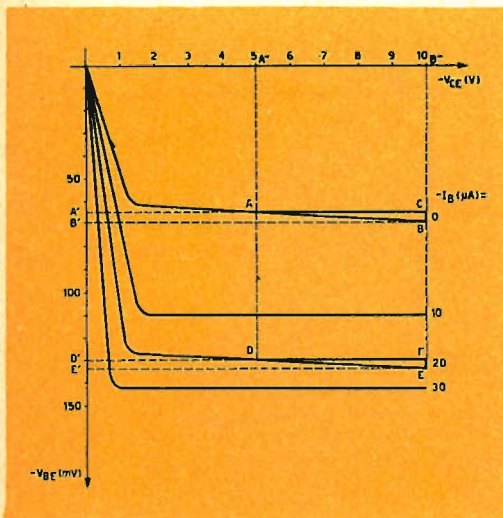
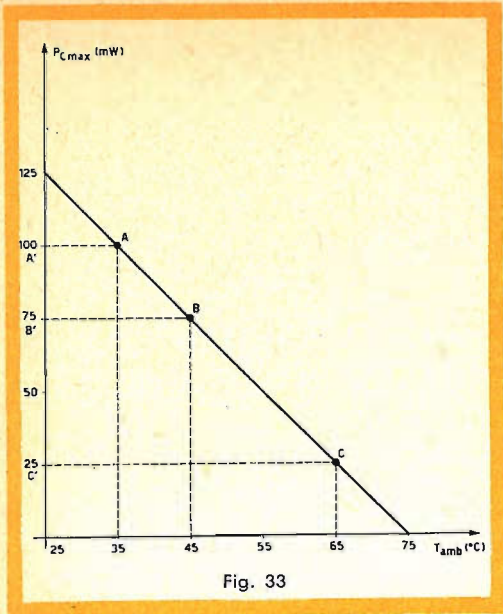



Fig. 33

Innalziamo la perpendicolare dal punto 35° sull'asse delle temperature ambienti; questa determina un punto A sulla caratteristica.

La proiezione di A sull'asse P_{Cmxa} è rappresentata dal punto A' corrispondente ad una potenza massima ammissibile di collettore di 100 mW.

Supponiamo una temperatura ambiente di 45°.

Questa determina un punto B sulla caratteristica e un punto B' sull'ordinata.

B' corrisponde ad una potenza dissipata massima di collettore di 75 mW.

Alla temperatura di 45°, la potenza massima ammissibile al collettore è quindi di 75 mW.

Supponiamo una temperatura ambiente di 65°; questa determina un punto C sulla caratteristica e un punto C' sull'ordinata.

C' corrisponde a una potenza massima ammissibile sul collettore di 25 mW.

Alla temperatura di 65°, la potenza massima ammissibile sul collettore è pertanto di 25 mW.

La potenza massima che può fornire il transistor è quindi funzione della temperatura ambiente ed è tanto più ridotta quanto più elevata è la temperatura ambiente.

E' evidente quindi l'importanza di questa caratteristica il cui impiego è legato alla caratteristica $—I_C = f\ (V_{CE})$ del transistor.

Consideriamo la caratteristica $—I_C = f\ (—V_{CE})$ indicata in fig. 34.

L'asse delle ordinate P_{Cmax} fa un angolo di 45° con l'asse delle ascisse $—V_{CE}$ (P_C è la bisettrice dell'angolo retto determinato dagli assi $—I_C$ e $—V_{CE}$).

$—I_C$ è sudiviso in mA, $—V_{CE}$ in V.

La scala delle potenze sull'asse P_{Cmax} è ottenuta proiettando i punti A, B, C, e E su $—I_C$ (A', B', C', D', E') e su $—V_{CE}$ (A'', B'', C'', D'', E'').

I punti A', B', C', D', E', corrispondono alle correnti di collettore $—I_C$ uguali rispettivamente a: 2,5; 5; 7,5; 10; 11 mA.

I punti A'', B'', C'', D'', E'', sull'ascissa $—V_{CE}$, corrispondono a tensioni collettore-emettitore rispettivamente uguali a 2,5;

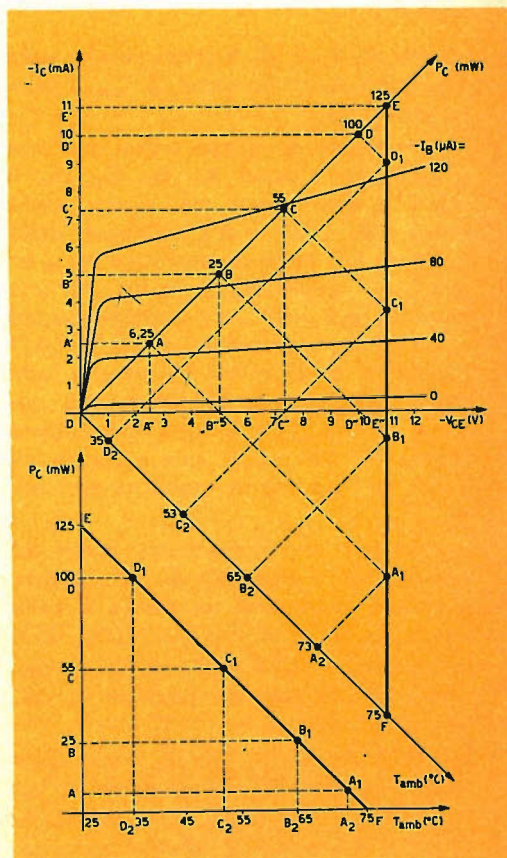



Fig. 34

5 ; 7,5 ; 10 ; 11 V. La potenza dissipata al collettore è uguale al prodotto della tensione collettore-emettitore per la corrente di collettore ossia :

$$P_C = V_{CE} \times I_C.$$

I punti A, B, C, D, E corrispondono a potenze dissipate al collettore rispettivamente :

$$P_{C(A)} = V_{CE} \times I_C = \\ = 2{,}5 \times 2{,}5 \times 10^{-3} = 6{,}25 \times 10^{-3}\ W = \\ = 6{,}25\ mW$$

$$P_{C(B)} = V_{CE} \times I_C = \\ = 5 \times 5 \times 10^{-3} = 25 \times 10^{-3}\ W = 25\ mW$$

$$P_{C(C)} = V_{CE} \times I_C = \\ = 7{,}5 \times 7{,}5 \times 10^{-3} = \text{circa } 55 \times 10^{-3}\ W = \\ = 55\ mW$$

$$P_{C(D)} = V_{CE} \times I_C = \\ = 11 \times 11 \times 10^{-3} = 121 \times 10^{-3}\ W \approx \\ \approx 125\ mW.$$

I punti A, B, C, D, E determinano sulla caratteristica P_C in funzione di T_{amb} i punti A_1, B_1, C_1, D_1.

La proiezione di questi ultimi sull'asse T_{amb} definisce i punti A_2, B_2, C_2, D_2. Il punto F è determinato dal riporto della distanza OE (125 mW) sull'asse delle T_{amb}, OF = OE. Sulla caratteristica $P_{Cmax} = f(T_{amb})$ rappresentata in fig. 34, una potenza di 6,5 mW (A) corrisponde ad una temperatura ambiente di 73 °C (A_2) una potenza di 25 mW (B) ad una temperatura ambiente di 65° (B_2), una potenza di 55 mW (C) ad una temperatura ambiente di 53° (C_2), una potenza di 100 mW (D) ad una temperatura ambiente di 35° (D_2).

Supponiamo che il transistor lavori ad una temperatura ambiente di 53° ; questa temperatura determina un punto E sulla caratteristica $P_{Cmax} = f(T_{amb})$ (fig. 35).

La proiezione di E sull'asse P_{Cmax} corrisponde ad una potenza massima sul collettore di 55 mW.

A partire da questo punto, è possibile tracciare l'iperbole di uguale potenza, vale a dire il luogo di tutti i punti corrispondenti ad una potenza di 55 mW, sulla caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$.

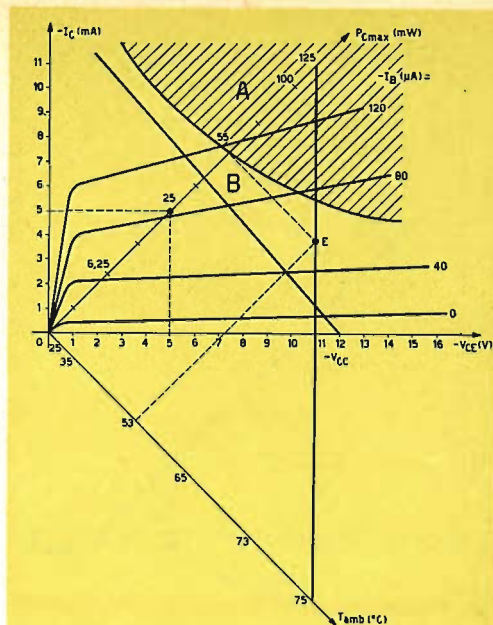



Fig. 35

La zona A, fig. 35, corrisponde a potenze superiori a 55 mW ; è una zona pericolosa, la retta di carico non la deve assolutamente attraversare [1].

La zona B corrisponde a potenze inferiori a 55 mW.

La retta di carico rappresentata in fig. 35 corrisponde a una potenza dissipata al collettore senza pericolo che venga distrutto il transistor.

Se il transistor lavora ad una temperatura di 65°, la potenza massima ammissibile sul collettore è di 25 mW, e l'iperbole si trova ora situata come indicato in fig. 36. La zona tratteggiata definisce la parte delle caratteristiche che non deve essere attraversata dalla retta di carico (zona C). [2]

La retta di carico determina, in questo caso, la resistenza di carico del collettore corrispondente ad una potenza dissipata massima al collettore, senza rischio di distruzione del transistor (zona D). La retta di carico tratteggiata corrisponde ad un impiego del transistor in condizioni anor-

1) Clausola non obbligatoria in uno stadio in push-pull classe B o in un regime ad impulsi.

2) $-I_{CEO} = -I_C = f(-V_{CE})$ per $-I_B = 0$.

mali per una temperatura ambiente di 65°; infatti, quando il punto di riposo passa dalla posizione L alla posizione M la potenza dissipata al collettore diventa superiore a 25 mW.

L'esatto valore del carico ammissibile in un amplificatore è funzione, in pratica, della temperatura ammissibile al collettore del transistor impiegato.

Per stabilire una relazione esatta tra la potenza dissipata e la temperatura ambiente è necessario tener conto:

- del coefficiente di conducibilità termica,
- della temperatura ambiente,
- della capacità termica,
- della forma delle variazioni della potenza elettrica in funzione del tempo.

Tensione al ginocchio ($-V_{CEK}$) e corrente residua ($-I_{CEO}$)

Sulla caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$ di un transistor vengono indicati di solito anche due altri parametri che riguardano:

- la tensione al ginocchio $-V_{CEK}$
- la corrente residua $-I_{CEO}$

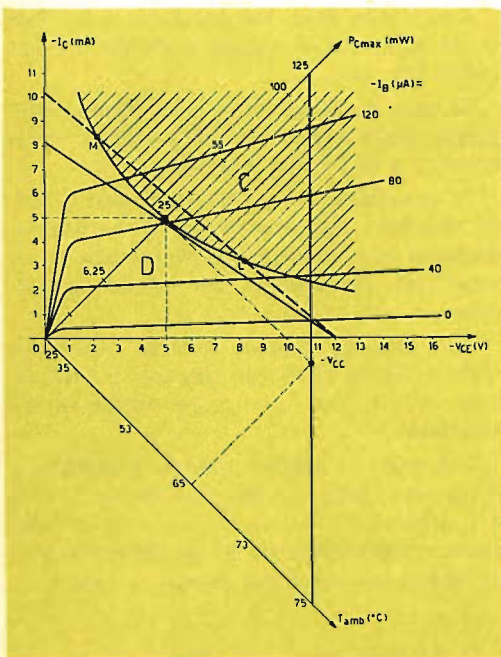



Fig. 36

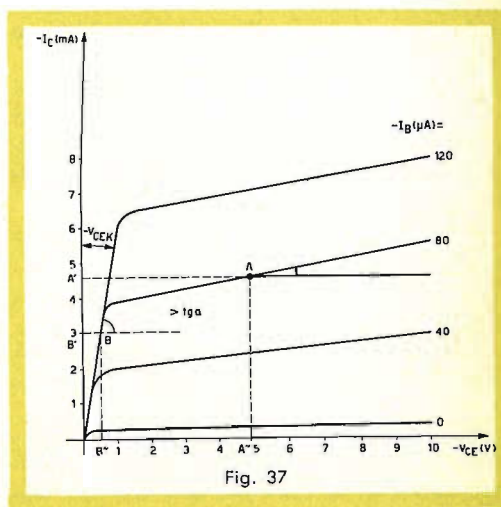



Fig. 37

Tensione al ginocchio.

Sia la caratteristica $-I_C = f(-V_{CE})$ indicata in fig. 37.

Essa, in corrispondenza di basse tensioni, presenta un ginocchio analogo a quello delle curve $I_a = f(V_a)$ dei pentodi ma che, in questo caso, si verifica in corrispondenza di tensioni molto più basse.

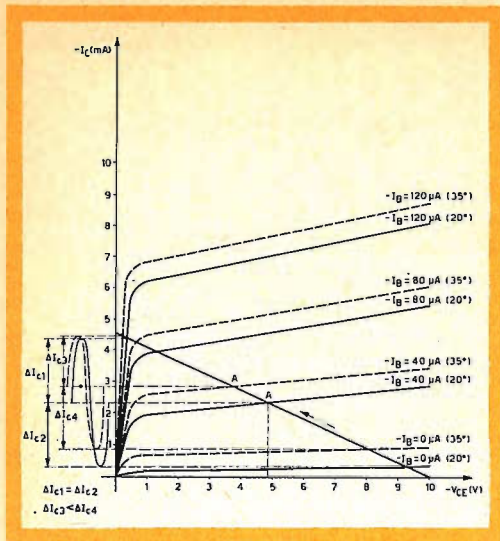



Fig. 38

Ciò torna a grande vantaggio dei transistor in quanto questi possono lavorare fino a valori molto bassi di tensione.

La fig. 37 indica una famiglia di caratteristiche semplificate e idealizzate. Sia un punto A su questa caratteristica corrispondente a un punto A'' sull'asse $—V_{CE}$ e ad A' sull'asse $—I_C$.

Tracciamo l'orizzontale passante per il punto A; sappiamo che l'angolo che la curva caratteristica forma con questa orizzontale in questo punto definisce la resistenza di uscita del transistor.

$$\text{tg}\alpha = \frac{1}{R_S}.$$

L'angolo α è piccolo, la tangente α è quindi piccola, la resistenza di uscita R_S è grande.

Sia un punto B sulla caratteristica determinante un punto B'' sull'asse delle ascisse (tale che la tensione collettore-emettitore sia inferiore a $—V_{CEK}$) e un punto B' sull'asse delle ordinate $—I_C$.

Tracciamo l'orizzontale passante per il punto B; l'angolo che la caratteristica forma con la orizzontale è molto grande; la tangente dell'angolo β sarà grande e quindi la resistenza di uscita sarà piccola.

La tensione al ginocchio può essere definita come la tensione collettore-emettitore cui corrisponde una brusca variazione della resistenza di uscita. Per tutti i valori delle tensioni collettore-emettitore inferiori a $—V_{CEK}$, la resistenza di uscita del transistor è molto bassa e anche la potenza dissipata all'interno del transistor è, in queste condizioni, molto bassa.

Corrente residua $—I_{CEO}$.

La fig. 38 rappresenta, sulla caratteristica $—I_C = f(—V_{CE})$, le variazioni di $—I_{CEO}$ in funzione della tensione collettore-emettitore [1]. Questa corrente varia considerevolmente quando la temperatura aumenta; è quindi necessario tener conto nel progetto del circuito della sua presenza e delle possibili variazioni.

Tracciamo la retta di carico di uno stadio equipaggiato con un transistor; il punto di riposo si trova in A.

Le variazioni del segnale all'ingresso dello stadio si traducono in uno spostamento del punto di riposo lungo la retta di carico da una parte e dall'altra rispetto al punto A. L'ampiezza di questo spostamento è limitata, da una parte, dalla tensione al ginocchio ($—V_{CEK}$), dall'altra parte dalla corrente residua ($—I_{CEO}$).

L'aumento della temperatura si traduce in un aumento di questa corrente residua (vedi fig. 38).

Questo aumento di $—I_{CEO}$ limita l'ampiezza delle escursioni del punto A verso correnti a più forte intensità.

La posizione del punto di riposo è della massima importanza ed è necessario disporlo sempre in modo che il rischio di eventuale distorsione sia ridotto al minimo.

Nel caso di segnali forti le variazioni della corrente di riposo devono quindi essere tali da non provocare eccessiva distorsione.

Nel caso di segnali deboli la posizione di questo punto di riposo è meno critica e il parametro $—I_{CEO}$ non è più un elemento preponderante per la determinazione della posizione del punto di lavoro.

---

1) Rielaborato dal volume « Diodes et transistors » di G. Fontaine edito dalla Biblioteca Tecnica Philips.

FATTI IMPORTANTI SUI CIRCUITI DEL "DAMPER"

DA RADIO AND TELEVISION SERVICE NEWS

Nei circuiti con accoppiamento a trasformatore, Fig. 1, il catodo del damper è collegato al circuito di deflessione dal lato della tensione rialzata. La differenza di potenziale fra il catodo e la massa è generalmente dell'ordine dei 600 V.

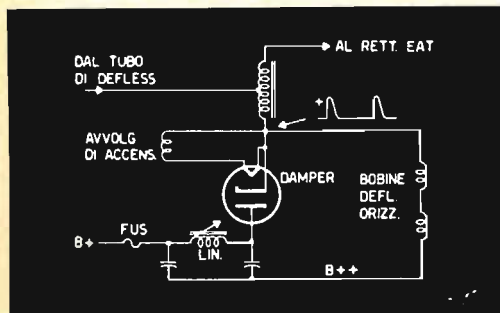



Fig. 1

Nel circuito ad accoppiamento diretto (Fig. 2), e nei circuiti ad autotrasformatore (Fig. 3 e 4), che sono i più usati, il catodo del « damper » è collegato al circuito di deflessione orizzontale a un punto a tensione elevata. La differenza di potenziale fra il catodo del tubo e la massa è di diverse migliaia di Volt.

Per queste ragioni, allo scopo di evitare la scarica fra il filamento ed il catodo del « damper », devono essere osservati alcuni accorgimenti. Questi si risolvono in due metodi basilari.

Nel primo metodo, mostrato nelle Fig. 1, 2 e 3, il filamento è collegato al catodo. Questo collegamento elimina la differenza di potenziale fra gli elettrodi ma tuttavia mantiene il filamento del damper ad un potenziale elevato rispetto alla massa.

Per questa ragione è necessario usare come secondario di accensione del tubo un avvolgimento separato per il solo filamento del damper. Questo avvolgimento, ed i suoi collegamenti, devono essere isolati per sopportare la differenza di potenziale fra catodo e massa. Il circuito di Fig. 3 ha, in alcune sue varianti, il filamento collegato ad una presa a potenziale più basso « X » o « Y », allo scopo di rendere negativo il filamento rispetto al catodo, e per ridurre gli effetti di carico della capacità del circuito di accensione.

Nei circuiti di Fig. 1, 2 e 3, se l'avvolgimento di accensione del tubo va a massa, o scarica verso massa, dal B + alla massa stessa scorrerà una forte corrente che passa attraverso il tubo. In tal caso

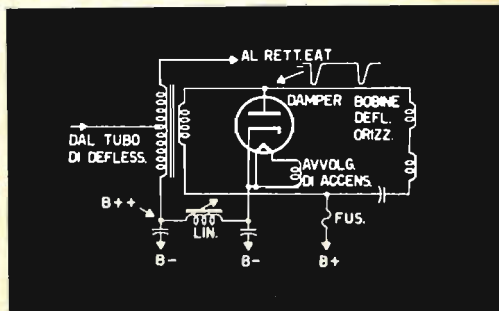



Fig. 2

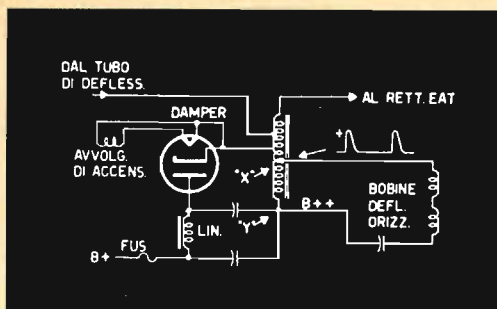



Fig. 3

il fusibile si interrompe. Guasti di questo genere normalmente richiedono riparazioni costose, necessitando la sostituzione del trasformatore e di altri eventuali componenti danneggiati.

Il secondo metodo (Fig. 4) è vantaggioso per il fatto che i moderni tubi damper, quali gli RCA 6AX4GTA e 6AU4GTA sono progettati per resistere a forti potenziali di picco positivi fra il filamento ed il catodo.

Questi tubi rendono pertanto possibile, il collegamento a massa del circuito di filamento del damper. Per questa ragione tale filamento può essere collegato direttamente al normale secondario di accensione del televisore che ha un capo a massa. Dal punto di vista del servizio, il secondo metodo ha notevoli vantaggi.

Nel circuito di figura 4, se l'isolamento fra il filamento ed il catodo del tubo dovesse venir meno, fra il B + e la massa scorrerà una forte corrente che attraversa il tubo damper, ed il fusibile si interromperà, ma il guasto potrà essere facilmente riparato sostituendo il fusibile ed installando un nuovo damper.

Ciò risulta molto più economico e spiccio che non la sostituzione del trasformatore di alimentazione!

Queste semplici nozioni è bene siano conosciute da tutti i tecnici addetti al servizio. In ogni caso, qualunque sia il circuito del televisore da riparare, occorre ricordarsi che la sostituzione del damper avariato con un nuovo tubo 6AX4GTA o 6AX4GTA mette al riparo da brutti scherzi. I damper RCA sono infatti progettati e costruiti in modo da assicurare un lungo e sicuro servizio. Essi evitano nuovi interventi dopo la riparazione, e quindi le conseguenti perdite di tempo e di guadagno. Se si prende, ad esempio, il tubo RCA 6AU4GTA, esso può fornire una corrente di picco di 1300 mA con un isolamento fra filamento e catodo di 4500 V, con una componente continua di 900 V!

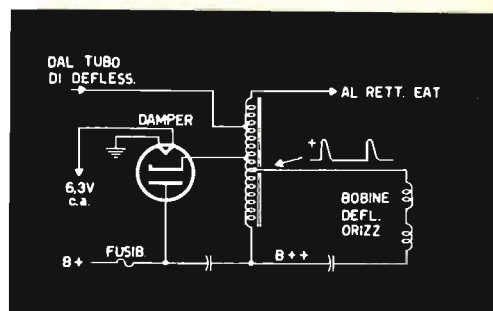



Fig. 4

Attenzione agli schermi esterni delle valvole

Dopo i vostri interventi di servizio su un televisore, non dimenticate di reinserire con cura gli schermi metallici della valvola che avete verificato. Spesso una valvola è stata ritenuta a torto difettosa, mentre gli inconvenienti rilevati erano da ascriversi ad una imperfetta applicazione dello schermo esterno.

L'omissione dello schermo o una sua inserzione difettosa possono dar luogo a interferenza per battimenti sull'immagine, a oscillazione nella Media Frequenza, a immagini scadenti, a distorsioni del suono od a criticità nella regolazione della sintonia fine.

Un'accurata reinserzione dello schermo esterno sui tubi del sintonizzatore e su quelli della Media Frequenza video e suono sono particolarmente importanti. Controllate anche la molla di massa per assicurare un buon contatto fra lo schermo ed il telaio.

UNA SORPRENDENTE CELLULA FOTOELETTRICA

La cellula LDR-03, prodotta dalla « Radiotecnique », permette di risolvere con semplicità ed economicamente molte interessanti applicazioni industriali.

La resistenza LDR, è una piccola cellula fotoresistiva, chiusa ermeticamente entro un'ampolla di vetro, contenente una resina sintetica impermeabile. Per le sue ridotte dimensioni, trova facile collocamento in qualunque installazione. Essa costituisce un elemento circuitale avente resistenza variabile con l'intensità della luce e, insieme ad una sorgente luminosa, può venire utilizzata in un sistema di relé ot tico.

La resistenza della cellula LDR-03 è massima nella completa oscurità e diminuisce molto con l'aumentare della luce (da più megaOhm a qualche centinaio di Ohm). Nelle applicazioni che illustreremo più avanti, si sfruttano principalmente due proprietà del solfuro di cadmio attivato: la variazione della resistenza con l'intensità della luce, che si traduce in variazione di corrente, e i tempi di aumento e di ristabilimento del valore della resistenza, che permettono di ottenere un certo concatenamento delle commutazioni. Nelle utilizzazioni più frequenti risulta che, un gruppo LDR-lampada, sostituisce un relé.

Per merito della grande sensibilità di queste cellule e della loro piccola dimensione, che ne permette montaggi ravvicinati su piccoli pannelli, esse convengono specialmente per frequenze di illuminazione relativamente basse e, in particolare per « tutto o nulla » o per « tutto o poco ».

Dal punto di vista del funzionamento interno, le cellule al solfuro di cadmio attivato possono essere considerate come un semiconduttore del tipo N.

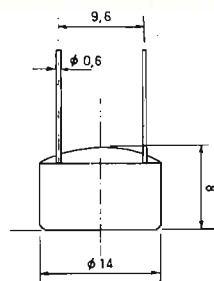



Fig. 1

CARATTERISTICHE:

Resistenza nell'oscurità totale: 10 MOhm.

Resistenza a 1000 lux: da 75 a 300 Ohm.

Tasso di ristabilimento del valore resistivo: 200 kOhm/sec.

Tensione ammissibile (valore di cresta): 150 V. alla condizione che non possa essere sorpassata la dissipazione di 0,2 W.

Potenza dissipata ammissibile: 0,2 W. alla temperat. amb. di 40°.

Temperatura ambiente: da −20° a +60° C.

Capacità: max. = 6 pF.

Montaggio: dalla cellula, v. fig. 1, escono due fili smaltati di rame; alfine di non surriscaldare i depositi di solfuro di cad-

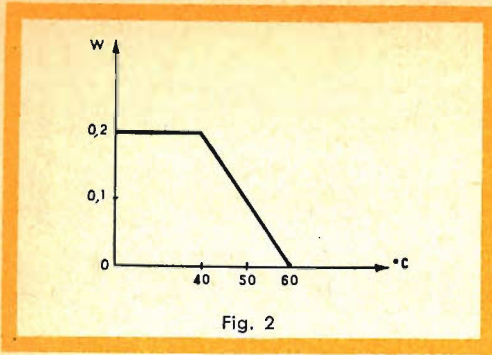



Fig. 2

mio, per la saldatura dei terminali si deve usare una pinza come **shunt** termico.

Orientamento nel montaggio: qualsiasi.

La fig. 2 rappresenta la curva della potenza ammissibile nella resistenza della cellula, in funzione della temperatura.

La fig. 3 mostra invece il diagramma della variazione della resistenza secondo la intensità della luce (da 10 a 10.000 lux).

La fig. 4 rappresenta la percentuale della sensibilità spettrale ottenuta, alle differenti lunghezze d'onda della luce incidente. Indicheremo, per certe applicazioni, le sorgenti luminose impiegate, generalmente delle lampade ad incandescenza, che in certi casi possono essere sostituite con lampade a scarica in atmosfera gassosa, o dei pannelli elettroluminescenti, secondo la nuova tecnica.

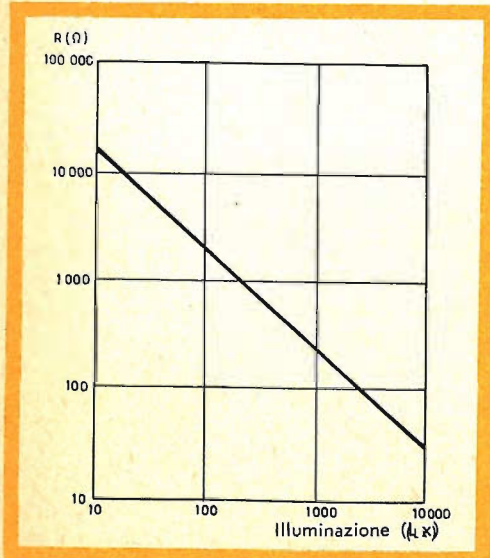



Fig. 3

Le norme da seguire, in tutte le applicazioni di cellule LDR-03, sono:

a) non ammettere una potenza superiore alla massima specificata;

b) le lampade non devono riscaldare eccessivamente le cellule;

c) evitare i disturbi provocati dalla luce ambientale.

QUALCHE APPLICAZIONE:

Montaggio di un relé unipolare. (fig. 5). La cellula è illuminata dalla lampada (in alto). Il circuito equivalente (in basso)

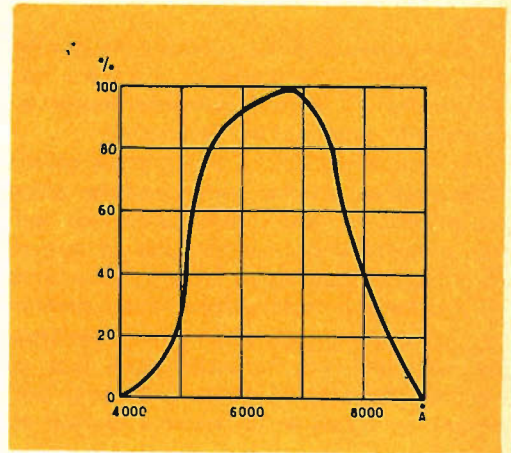



Fig. 4

è quello di un contatto di relé che chiude un circuito secondario.

Schema con più relé. (fig. 6). Una sola lampada illumina tre cellule (in alto). Il circuito equivalente (in basso) e quello di tre relé destinati a chiudere tre circuiti secondari (volendo 2 circuiti). Un otturatore meccanico può commutare separatamente i relé secondari. Un interruttore può comandare simultaneamente la luce inviata sulle tre cellule.

Schema con relé ad innesco automatico. (fig. 7). Una sola lampada illumina, da un lato, tre cellule LDR-03 e, dall'altro, in serie con la lampada, si trova un'altra cellula. Si ha dunque retroazione ottica e si vede, a sinistra, il circuito di messa in funzione e quello di autoinnesco.

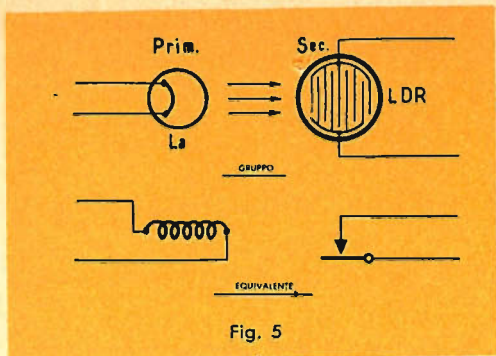



Fig. 5

Alcune applicazioni industriali

1) Quadro di chiamata (alberghi, uffici, ospedali, ecc.).

I sistemi di chiamata con le cellule LDR-03 son meno costosi di quelli che impiegano gli ordinari relé meccanici. La rete di alimentazione dell'impianto domestico viene connessa in serie ad una lampada e ad una cellula (fig. 8). Premendo il pulsante P si chiude il circuito LDR e L_a, quindi si accende la lampada L_a.

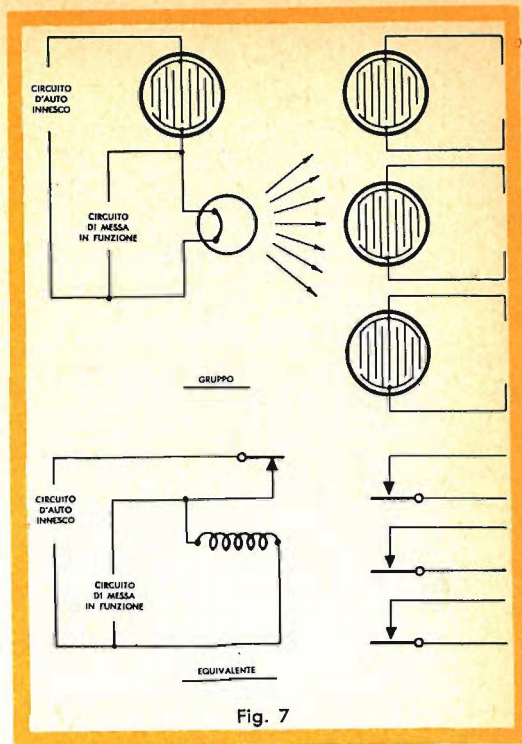
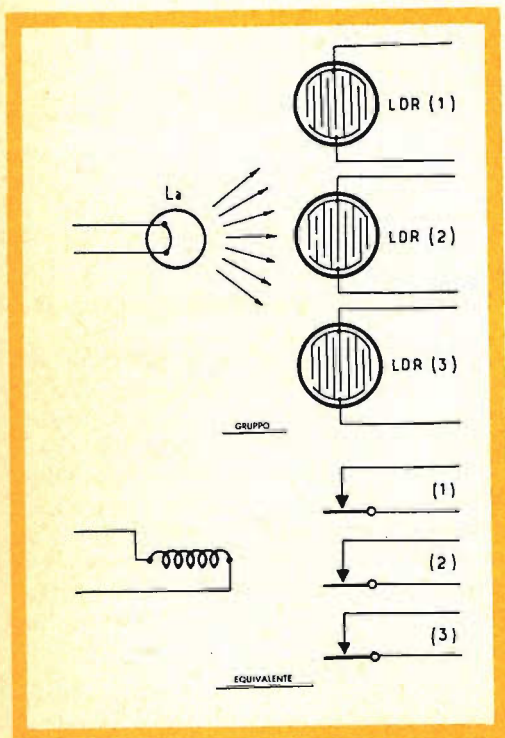



Fig. 6

Fig. 7

La luce di L_a fa diminuire la resistenza di LDR e, quando si abbandona il pulsante P, la lampada resta accessa e illumina il corrispondente numero del quadro.

Premendo invece il pulsante R, viene cortocircuitata la lampada, e LDR riacquista un valore resistivo elevato. Abbandonando R la lampada resta spenta. In B può essere inserito un qualsiasi segnalatore acustico (suoneria, buzzer). La fig. 9 mo-

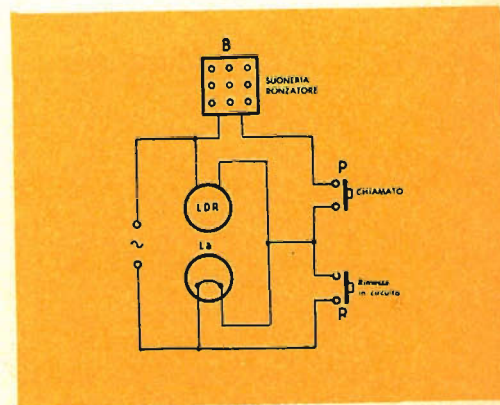



Fig. 8

stra una installazione completa, che ripete il principio già illustrato dalla fig. 8.

2) Selettore a passo (fig. 10).

Un commutatore elettrico S permette di includere le linee pari o dispari dell'installazione (**b** oppure **a**). Premendo il pul-

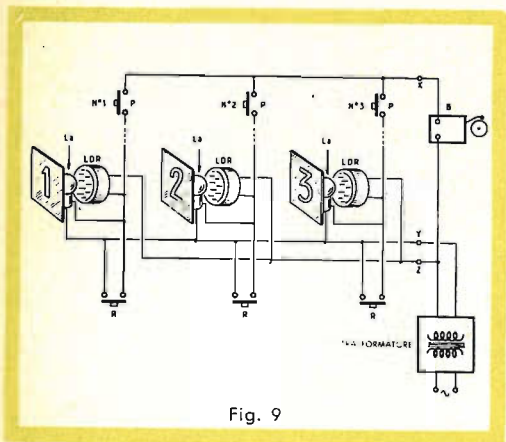



Fig. 9

sante P, LDR (1) viene cortocircuitato, L_{a1} si accende e abbassa la resistenza di LDR (1) e di LDR (2). La lampada dispari L_{a3} agisce allo stesso modo su LDR (5) e su LDR (6). Nel momento in cui viene girato il commutatore S su **a**, LDR (3) ed LDR (5) hanno ancora una bassa resistenza e la selezione comanda, passo a passo, tutte le linee pari, conservando la possibilità di commutare automaticamente la selezione delle linee dispari, grazie ai tempi di aumento e di diminuzione della corrente nelle cellule.

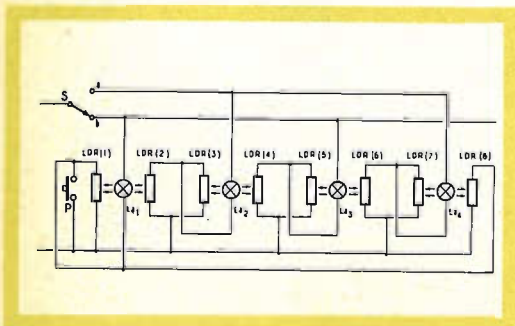



Fig. 10

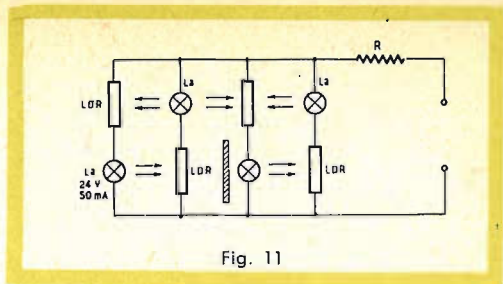



Fig. 11

3) Motivo di luci mobili commutatore a catena). (fig. 11).

L'accensione delle varie lampade viene comandata dalla diminuzione della resistenza delle cellule. Ciascuna lampada L_a è del tipo 24 V. - 50mA. Schermi e conduttori per la luce permettono, volendo, di evitare l'azione delle lampade su cellule vicine non interessate.

4) Motivo o lettere con effetto tracciante. (fig. 12).

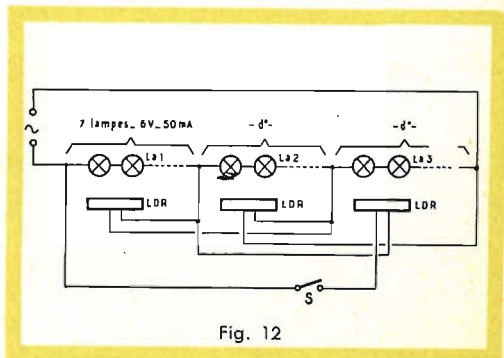



Fig. 12

I gruppi di lampade possono essere alimentati in serie sulla linea-rete (su 220 V. da 36 a 40 lampade 6 V. - 0,50 mA.). Quando LDR (3) viene inserito, LDR (1) ed LDR (2) hanno già subito una diminuzione del valore resistivo, e perciò i gruppi di lampade si accendono e si spengono a turno. Più catene di lampade posson essere combinate secondo determinati disegni.

5) Giornale luminoso. (fig. 13).

Le lampade esterne che costituiscono il reticolo luminoso del giornale sono per il voltaggio della rete, per 50 W. ciascuna.

ANCHE IN ITALIA!

NASTRI MAGNETICI
INDEFORMABILI A DOPPIA DURATA

"Pydurtrop"

"Professional"

stabilità assoluta
massima flessibilità
non logora le testine magnetiche

	Art.	Pollici	Bobina	m	Prezzo List. Lit.
Nastro Normale	S/625	3"	78	85	590
	S/625-1	3 ½"	85	100	730
	S/625-2	4"	100	120	830
	S/628	5"	127	180	1.200
	S/628-1	5 ¾"	147	260	1.750
	S/631	7"	178	360	2.300
Nastro Long Playng	S/626	3"	78	120	800
	S/626-1	3 ½"	85	150	1.080
	S/626-2	4"	100	180	1.150
	S/629	5"	127	260	1.600
	S/629-1	5 ¾"	147	360	2.250
	S/632	7"	178	540	3.250
Nastro doppia durata	S/627	3"	78	160	1.500
	S/627-1	3 ½"	85	200	1.900
	S/627-2	4"	100	240	2.300
	S/630	5"	127	360	3.200
	S/630-1	5 ¾"	147	520	4.600
	S/633	7"	178	720	6.800

é una esclusività GBC electronics

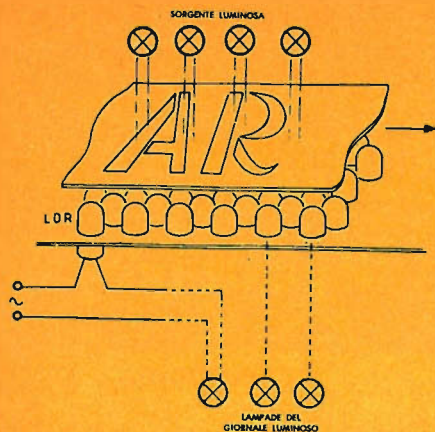



Fig. 13

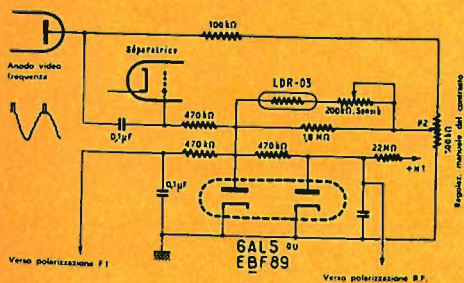



Fig. 14

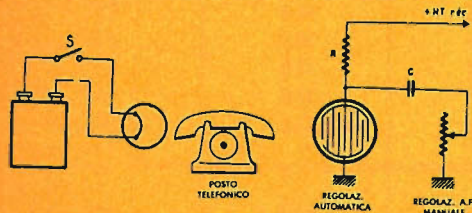



Fig. 15

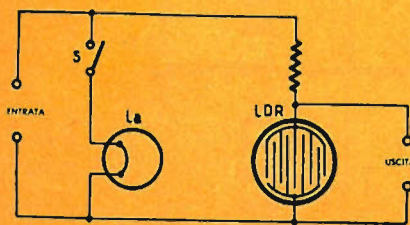



Fig. 16

Una cellula LDR è collegata in serie con ciascuna lampada e l'assieme delle cellule è raggruppato a reticolo sopra un quadro rettangolare su cui viene fatto scorrere il nastro con le lettere perforate. Attraverso la perforazione la luce determina la diminuzione della resistenza delle cellule investite e l'accensione delle lampade corrispondenti alle lettere fatte scorrere sul quadro. L'economia e la semplicità dell'installazione sono decisive.

6) Ricevitore televisivo. (fig. 14). Comando automatico della luminosità.

La polarizzazione degli stadi amplificatori a RF e a MF viene modificata dalla intensità della luce ambiente e, per conseguenza, viene modificata automaticamente l'intensità luminosa del televisore.

Ricevitori Radio-TV. Il livello acustico può essere ridotto dopo 22 ore, accendendo una lampada del tipo « spot », che abbassa il valore resistivo della cellula LDR formante parte del potenziometro regolatore di volume. E' possibile anche la regolazione del volume o l'abbassamento di questo quando, dovendo telefonare, non si voglia abbandonare il posto in cui ci si trova .(fig. 15).

Comando a distanza di potenziometri. (fig. 16). L'impiego di una cellula LDR come elemento potenziometrico permette di ottenere una regolazione progressiva senza rumori e senza interruzione di altri circuiti.

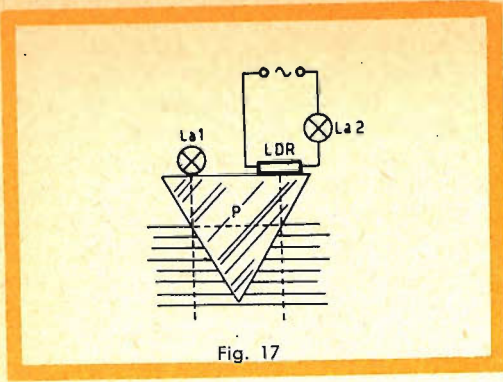
7) Indicatori di livello, per riserve di liquidi. (fig. 17).

Sopra un prisma di plexiglas P sono disposte una lampada L_{a1} ed una cellula. Il prisma raggiunge la sua riflessione totale quando il livello del liquido arriva a bagnarlo fino al punto P. In questo istante la lampada indicatrice si accende.

8) Spia dell'accensione dei fari di posizione sulle automobili. (fig. 18).

E' un dispositivo assai semplice, che può trovare anche altre appplicazioni, come il controllo della messa in moto di macchine, ecc. Il conducente di una vettura non può accertarsi, dalla sua posizione di guida, se i fari di posizione e quello di targa sono regolarmente accesi. La veri-

Fig. 17

Fig. 19

fica effettuata prima della partenza non esclude che durante il tragitto si interrompa uno dei circuiti o bruci una lampadina.

Una cellula LDR, installata dietro il faro, immediatamente affacciata ad un piccolo foro ivi praticato, è posta in serie con una lampada spia situata sul cruscotto. Questa indicherà se il faro è acceso o spento.

9) Giocattoli automatici. (fig. 19).

Un motorino elettrico per giocattoli, con riduttore di velocità ad ingranaggi, può essere collegato alla batteria attraverso una cellula resistiva LDR. Se si utilizzano due ruote motrici così azionate, una lampadina, il cui raggio luminoso venga rivolto verso LDR di destra o di sinistra, permette di far girare a piacere il giocattolo, a destra o a sinistra.

10) Fotografia e cinema. (fig. 20).

L'uso di un motorino in serie con una cellula LDR consente di regolare l'apertura di macchine fotografiche. Ci si può anche servire di cellule LDR con filtro riduttore di luce per l'accensione di più lampade destinate ad illuminare il soggetto durante la posa od istantanee poco rapide.

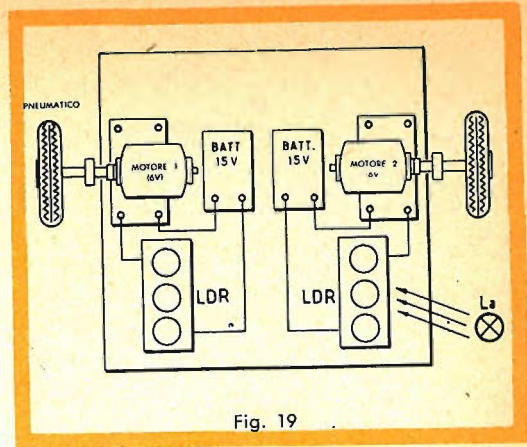
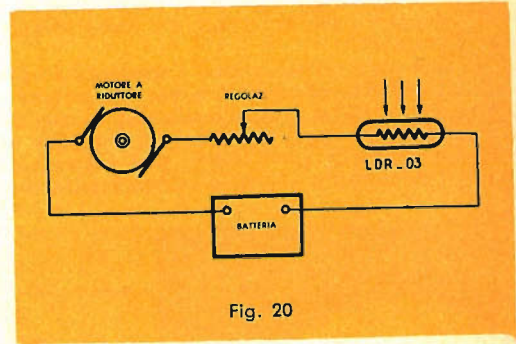



Fig. 20

11) Tastiere d'organi e di strumenti elettronici. (fig. 21).

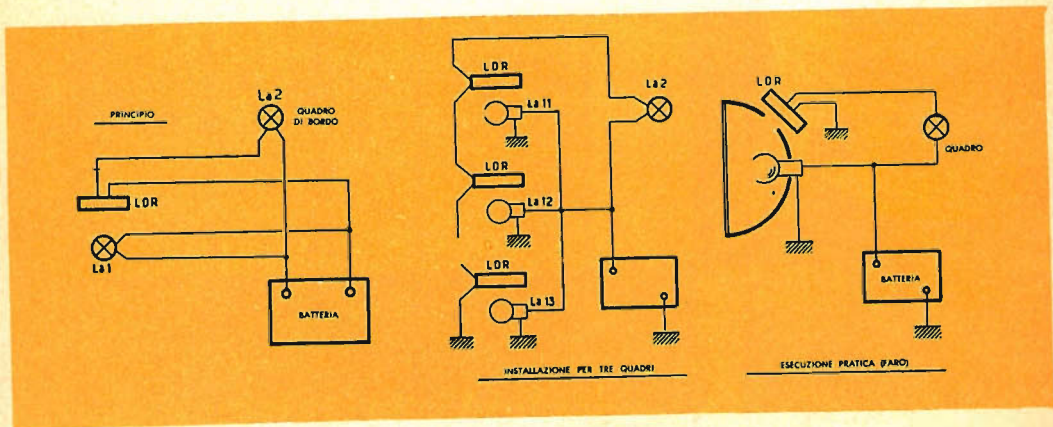



Fig. 18

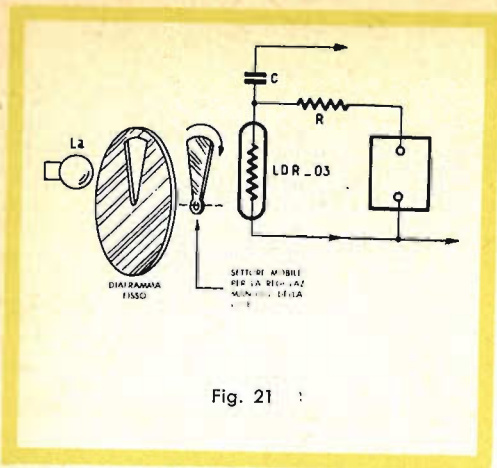



Fig. 21

L'utilizzazione di luci combinate con l'abbassamento dei tasti di un organo o di altro istrumento elettronico, permette di sopprimere i contatti metallici destinati a chiudere i circuiti dei vari oscillatori. Così pure, nei circuiti RC di tonalità, l'« espressione » può essere regolata facendo variare la luce proiettata attraverso un diaframma, dalla lampada L_a sulla cellula LDR. (fig. 21).

Come è facile intuire, molte altre applicazioni possono realizzarsi con le cellule LDR-03, di cui nel presente articolo abbiamo dato solo qualche esempio.

Estratto da " LA PIÈCE DÉTACHEE "

Il palombaro elettronico

Due enormi pinze, un cervello elettronico, due eliche ed un «occhio» TV, costituiscono le parti essenziali del nuovo robot sottomarino costruito in America.

Il palombaro artificiale ha come compito di ricuperare oggetti persi a profondità di circa 650 metri.

Quando l'occhio e cioè l'apparecchio televisivo individua un oggetto sul fondo marino, ne ritrasmette immediatamente l'immagine ad uno schermo posto su di una nave, alla superficie: il robot, mosso dalle due eliche, viene teleguidato dagli operatori che rimangono a bordo della nave, fino alla sua preda, la afferra e la riporta in superficie. Qualsiasi ogget to inferiore alle 7500 libbre, può essere recuperato in questo modo.

Il palombaro «vede» normalmente dai 3 agli 8 metri.

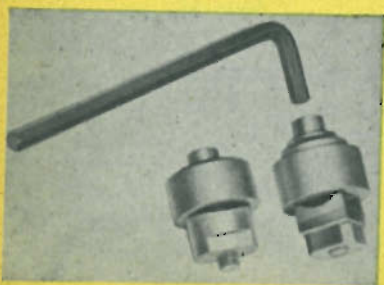



Fig. 1 - Transistor Philips a « lega e diffusione ».

TRANSISTOR PER RADIOFREQUENZA A LEGA E A DIFFUSIONE AF 114, AF 115, AF 116, AF 117

Il processo di costruzione dei transistor per radiofrequenza « a lega e a diffusione » riunisce egregiamente i vantaggi dei due più comuni metodi di costruzione dei transistor eliminandone gli inconvenienti.

La tecnologia di fabbricazione dei transistor « a lega » urta contro insormontabili difficoltà quando si vogliano costruire, con questo processo, transistor che devono lavorare a frequenze superiori ai 20 MHz. Come è noto, in questo processo di fabbricazione le due sferette di indio costituenti rispettivamente l'emettitore e il collettore vengono « fuse o legate » direttamente sulla piastrina di germanio N costituente la base, si ottiene in tal modo le due giunzioni di un transistor P-N-P.

E' necessario però che la base abbia un discreto spessore, sufficiente almeno a fare in modo che, durante il processo di formazione delle giunzioni mediante lega, le due sferette dell'emettitore e del collettore non vengano a saldarsi insieme dopo aver perforato il sottile strato della base. Esiste quindi un limite ben definito per lo spessore della base, il quale pur essendo estremamente ridotto in diversi tipi di transistor è pur sempre tale da far impiegare un notevole « tempo di transito » alle cariche nel loro moto da una giunzione all'altra; ciò riduce la frequenza di taglio del transistor. Nel nuovo processo, lo strato di base viene formato su una piastrina di germanio di tipo P in seguito ad un fenomeno di diffusione realizzato in un forno a temperatura elevata. Con questo sistema si riesce ad ottenere basi di spessore molto ridotto e tali da consentire alle cariche un « tempo di transito » estremamente breve. Oltre a ciò, in seguito al processo di diffusione, si crea nello strato che costituirà la futura base del transistor un grediente di impurità che, provocando « l'effetto drift », servirà a migliorare la frequenza di taglio. Ciò permette di costruire transistor che possono funzionare egregiamente sino a frequenze dell'ordine delle centinaia di MHz.

Il problema che si deve risolvere in questa nuova tecnica è quello che riguarda la formazione della giunzione emettitore-base sullo strato di base e di stabilire sullo strato medesimo il collegamento esterno per la base. Il problema di « legare » la giunzione dell'emettitore sopra questo sottilissimo strato ottenuto per diffusione viene però risolto facendo avvenire il processo di lega contemporaneamente a quello di diffusione. Di qui la denominazione di transistor « a lega e a diffusione ».

Costruzione dei transistor Philips « a lega e diffusione »

Il transistor viene fabbricato su una piastrina di germanio di tipo P. Su di essa vengono collocate due piccole sferette (fig. 2). La sferetta B (sferetta di base) contiene soltanto impurità di tipo N. La sferetta E (sferetta dell'emettitore) contiene impurità di tipo P e di tipo N.

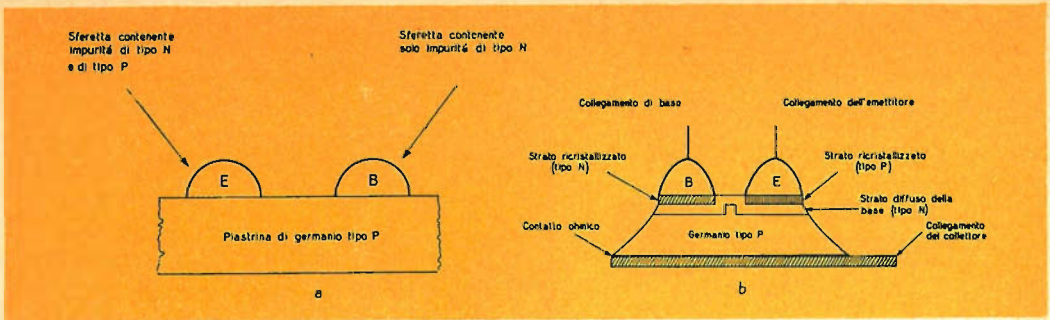



Fig. 2 - a) componenti principali di un transistor a lega e a diffusione prima di essere riscaldati; b) disposizione schematica dei vari strati dopo il processo, di diffusione e dopo l'attacco chimico.

Quando questo insieme viene portato ad una certa temperatura, il germanio comincerà a sciogliersi fino a formare una soluzione satura con le sferette fuse; a questa temperatura si verifica il « fenomeno della diffusione » delle impurità contenute nelle sferette B e E nel germanio solido sottostante.

Le impurità di tipo P contenute nella sferetta E hanno però un coefficiente di diffusione tanto basso che in pratica non riescono a penetrare nell'interno del germanio. Le impurità di tipo N contenute nelle sferette E e B hanno al contrario un coefficiente di diffusione molto maggiore e riescono pertanto a penetrare veloce-

Giunz. emett.- base
40 μm
Colleg.- base
Giunz. collett.- base
Base

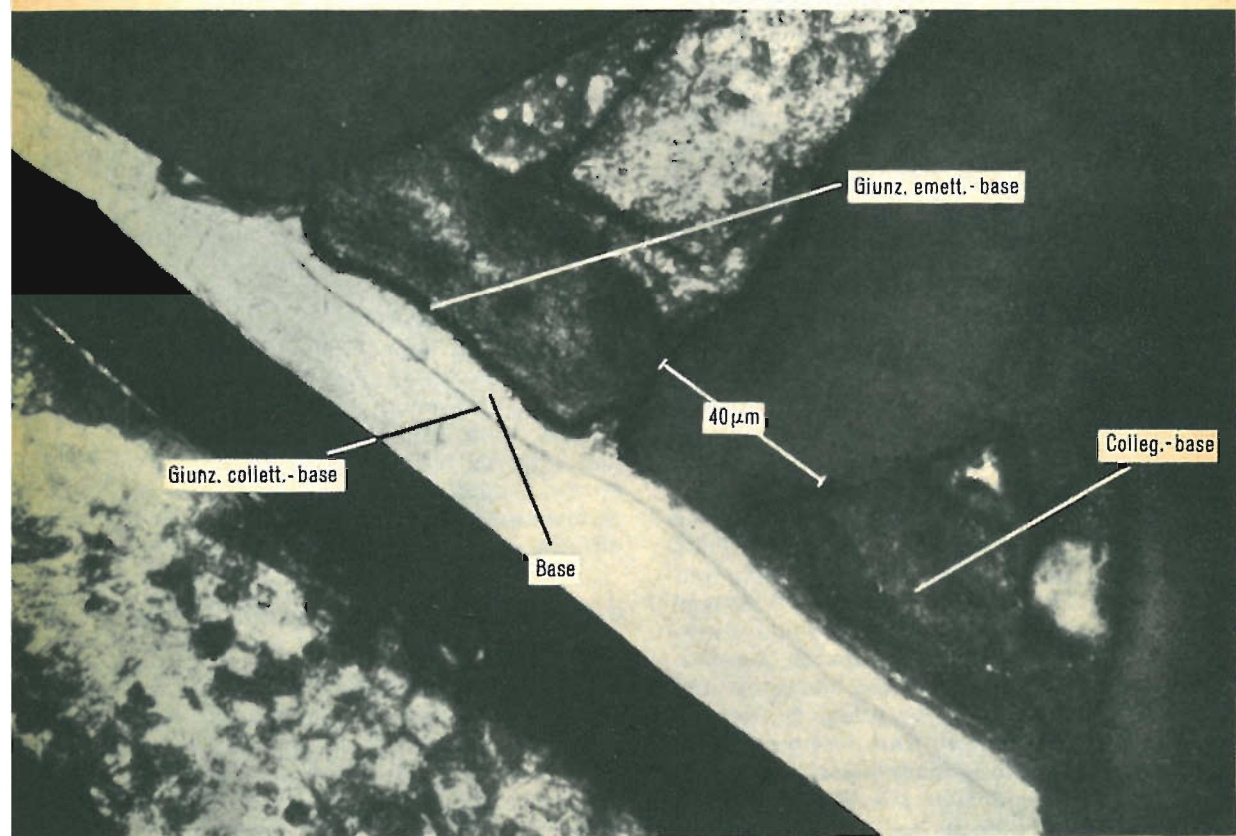



Fig. 3 - Sezione di un transistor a lega e diffusione fortemente ingrandito.

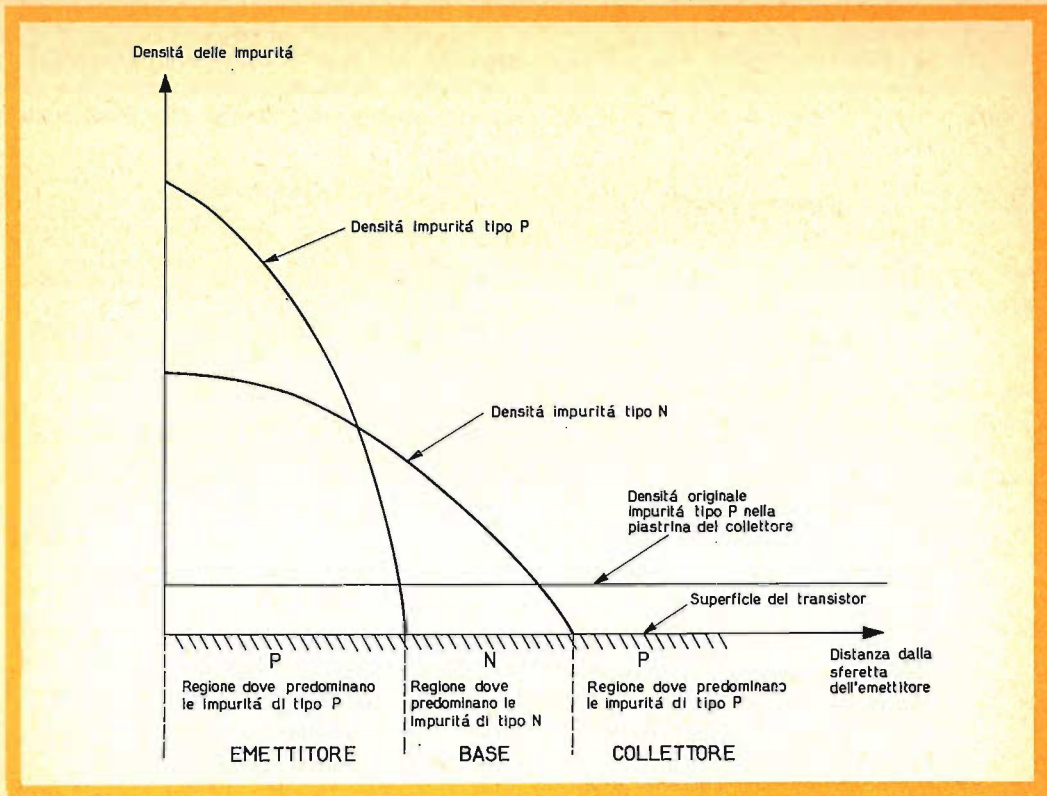



Fig. 4 - Distribuzione delle impurità nei vari strati del transistor; questa concentrazione graduale delle impurità produce nella base il cosiddetto « effetto drift » o campo acceleratore.

mente all'interno della piastrina di germanio solido e a formare al di sotto delle sferette uno strato diffuso di tipo N (base). Una diffusione parziale ha luogo inoltre anche per la presenza di gas nell'atmosfera del forno con il risultato che anche la superficie libera del cristallo di germanio viene ricoperta da un sottile strato di tipo N.

Quando il tutto viene raffreddato, la porzione di germanio penetrata nelle sferette si ricristallizza, come nella tecnica normale di formazione delle giunzioni « per lega ». Lo strato ricristallizzato della sferetta E contiene molti atomi di impurità di tipo P e pertanto può considerarsi uno strato di germanio di tipo P. Lo strato di germanio ricristallizzato della sferetta B è naturalmente di tipo N dato che in questa sferetta non erano contenuti altri tipi di impurità. Sotto la sferetta dell'emettitore avremo pertanto uno strato P (germanio ricristallizzato) cui segue uno strato N (strato diffuso) ed infine un nuovo strato P (piastrina di germanio); quindi un insieme P-N-P. Sotto la sferetta di base avremo uno strato N (germanio ricristallizzato) cui segue uno strato N (strato diffuso della base); quindi un insieme N-N, con nessuna azione raddrizzante e il cui solo compito è quello di stabilire un perfetto contatto ohmico tra la base vera e propria ed il suo terminale. Successivamente si effettuano con tecniche speciali i collegamenti alla piastrina di germanio e alle due sferette. La piastrina originale di germanio di tipo P forma il collettore, le sferette B e E formano rispettivamente la base e l'emettitore.

Qui di seguito forniamo i dati tecnici dettagliati e i circuiti d'impiego di alcuni transistor Philips « a lega e a diffusione ».

AF 114

Transistor al germanio P-N-P con giunzione ottenuta per lega e diffusione, particolarmente adatto come amplificatore RF nei ricevitori FM. Le caratteristiche particolari di questo transistor sono: basso fruscio ed elevato guadagno di potenza alla frequenza di 100 MHz.

Fig. 5 - Dati d'ingombro (in mm) e collegamenti agli elettrodi del transistor AF 114. 1) Terminale (schermo) collegato all'involucro metallico.

Valori limite

(Valori massimi assoluti)

Collettore

Tensione, riferita alla base	$-V_{CB}$	=	20 V
Tensione, riferita all'emettitore	$-V_{CE}$	=	20 V [1)]
Corrente	$-I_C$	=	10 mA
Dissipazione ($T_{amb} \leq 45\ ^\circ C$)	P_C	=	50 mW

Emettitore

Corrente	I_E	=	11 mA
Corrente inversa	$-I_E$	=	1 mA

Base

Corrente	$\|I_B\|$	=	1 mA

Temperatura

D'immagazzinamento	T_s	=	—55/+75 °C
Alla giunzione, funzionamento continuo	T_j	=	75 °C
Alla giunzione, funzionamento intermittente (per una durata complessiva di 200 ore max).	T_j	=	90 °C

Dati termici

Resistenza termica dalla giunzione all'ambiente (in aria libera)	K	$\leq$	0,6 °C/mW

Dati caratteristici

($T_{amb} = 25\ ^\circ C$)

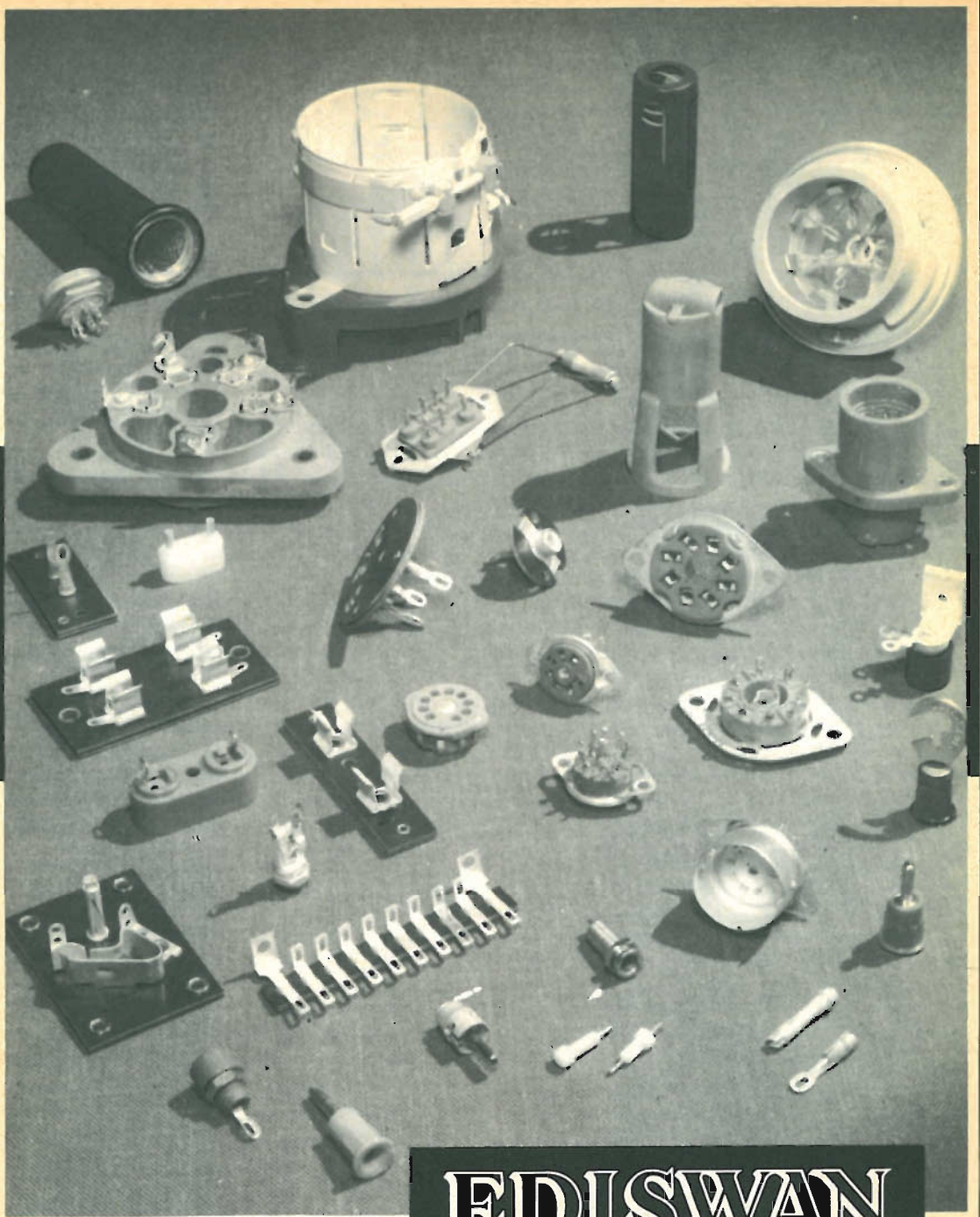
Corrente di collettore con $-V_{CB} = 6$ V; $I_E = 0$	$-I_{CBO}$ =		1,2	8	μA
Tensione di collettore con $-I_C = 50$ μA; $I_E = 0$	$-V_{CB}$ =			20	V
Corrente di base con $-V_{CB} = 6$ V; $I_E = 1$ mA	$-I_B$ =		7	25	μA
Tensione di base con $-V_{CB} = 6$ V; $I_E = 1$ mA	$-V_{BE}$ =	210	270	330	mV
Guadagnato in potenza a 100 MHz nel circuito riportato nella pagina seguente.	G =	12,5	14		dB

(1) Questa tensione è ammessa quando il rapporto tra la resistenza esterna di base e la resistenza di emettitore $\left(\frac{R_B}{R_E}\right)$ è uguale o inferiore a 100.

Funzionamento tipico di un gruppo RF per FM

Il gruppo RF per FM è formato da uno stadio RF e da uno stadio convertitore-autooscillante equipaggiati rispettivamente con i transistor AF 114 e AF 115.

Le caratteristiche di questo gruppo sono le seguenti:

1) Guadagno complessivo di potenza: medio 28 dB, minimo 24 dB.
2) Fattore di fruscio inferiore a 9,5 dB (valore medio 8 dB).

EDISWAN

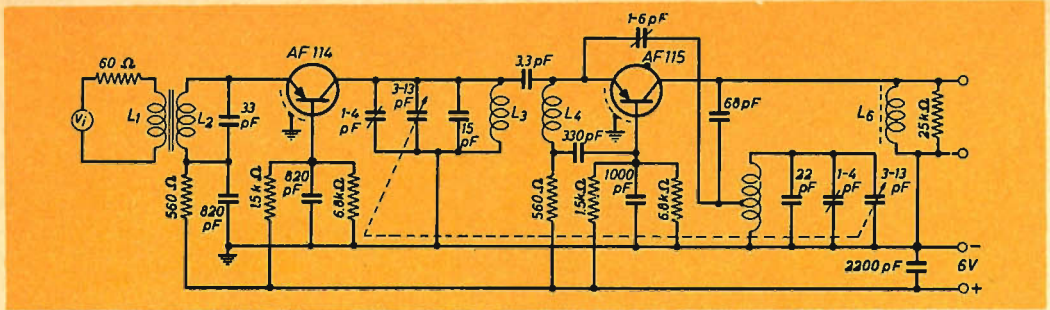



Fig. 6 - Schema elettrico del gruppo SF di un ricevitore per FM impiegante nello stadio RF d'ingresso il transistor AF 114.

3) Tensione dell'oscillatore ai morsetti di antenna (chiusa su 60 Ω) circa 1,5 mV.
4) Reiezione della frequenza immagine 27 dB.
5) Il circuito è progettato per lavorare con una tensione di batteria di 6 V. La deriva di frequenza dell'oscillatore è di 50 kHz per una variazione della tensione della batteria da 6 a 5 V, e di 100 kHz per una variazione da 5 a 4 V.
6) Per impedire che, in presenza di forti segnali in antenna, lo stadio convertitore venga sovraccaricato si dovrà diminuire l'amplificazione dello stadio RF riducendo, per esempio, la corrente di collettore.
7) Il transistor RF lavora con corrente di collettore di 1,5 mA.
8) Il gruppo è progettato per ricevere la gamma di frequenze compresa tra 87 e 101 MHz.
9) Per l'accordo è stato impiegato sia nella sezione RF che in quella dell'oscillatore, un condensatore variabile con ΔC di 10 pF.

Fig. 7 - Caratteristiche tipiche (T_{amb} = 25 °C).

Per un buon funzionamento si raccomanda di regolare la tensione dell'oscillatore per un valore della tensione della batteria di 4 V. Il segnale dell'oscillatore sull'emettitore deve essere portato, in queste condizioni, a 80 mV agendo sul trimmer da 1-6 pF.

Dati per la costruzione delle bobine

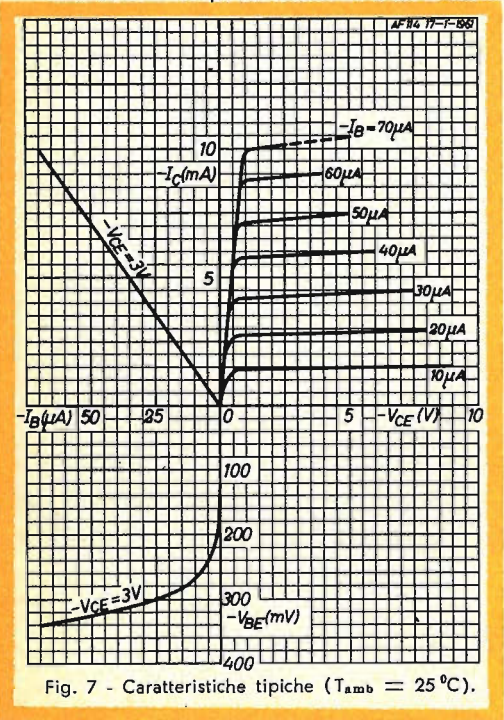
L_1 : 4½ spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm avvolte tra quelle di L_2.

L_2 : 4 spire di filo di rame smaltato da 1 mm, passo 2 mm, induttanza 0,18 μH. Q_0 = 60 - 80.

L_3 : 3¼ spire di filo di rame argentato da 1 mm, passo 2 mm, induttanza 0,086 μH, Q_0 = 200.

L_4 : 6 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm, avvolgimento serrato, induttanza 0,65 μH.

L_5 : 2½ spire di filo di rame argentato da 1 mm, passo 2 mm, induttanza 0,062 μH, $Q_0 > 200$, presa a 1+⅛ di spira a partire dal lato massa.

L_6 : 18 spire di filo di rame 36 × 0,03, avvolgimento serrato, induttanza 2,9 μH (con schermo), Q_0 = 120, Q (con carico di 25 kΩ) = 60.

AF 115

Transistor al germanio P-N-P con giunzione ottenuta per lega e diffusione, da impiegare come convertitore autooscillante nei ricevitori FM, e come amplificatore di radiofrequenza o come convertitore autooscillante nella banda delle onde corte fino alla frequenza di 26 MHz. Caratteristica di questo transistor è l'elevato guadagno di conversione fino alla frequenza di 100 MHz.

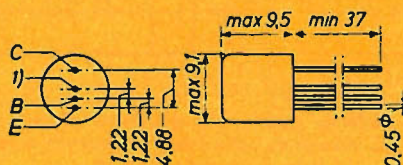



Fig. 8 - Dati d'ingombro in mm e collegamenti agli elettrodi del transistor AF 115. 1) Terminale (schermo) collegato all'involucro metallico.

Valori limite

(Valori massimi assoluti)

Collettore

Tensione, riferita alla base	$-V_{CB}$ =	20 V
Tensione, riferita all'emettitore	$-V_{CE}$ =	20 V [1]
Corrente	$-I_C$ =	10 mA
Dissipazione ($T_{amb} \leqslant 45$ °C)	P_C =	50 mW

Emettitore

Corrente	I_E =	11 mA
Corrente inversa	$-I_E$ =	1 mA

Base

Corrente	$\lvert I_B \rvert$ =	1 mA

Temperatura

D'immagazzinamento	T_s =	—55/+75 °C
Alla giunzione, funzionmento continuo	T_j =	75 °C
Alla giunzione, funzionamento intermittente (per una durata complessiva di 200 ore max).	T_j =	90 °C

Dati termici

Resistenza termica dalla giunzione all'ambiente (in aria libera)	K $\leqq$	0,6 °C/mW

Dati caratteristici

(T_{amb} = 25 °C)

Corrente di collettore con $-V_{CB} = 6$ V; $I_E = 1$ mA	$-I_{CBO}$ =		1,2	8	µA
Tensione di collettore con $-I_C = 50$ µA; $I_E = 0$	$-V_{CB}$ =	20			V
Corrente di base con $-V_{CB} = 6$ V; $I_E = 0$ mA	$-I_B$ =		7	25	µA
Tensione di base con $-V_{CB} = 6$ V; $I_E = 1$ mA	$-V_{BE}$ =	210	270	330	mV

1) Questa tensione è ammessa quando il rapporto tra la resistenza esterna di base e quella dell'emettitore $\left(\frac{R_B}{R_E}\right)$ è uguale o inferiore a 100.

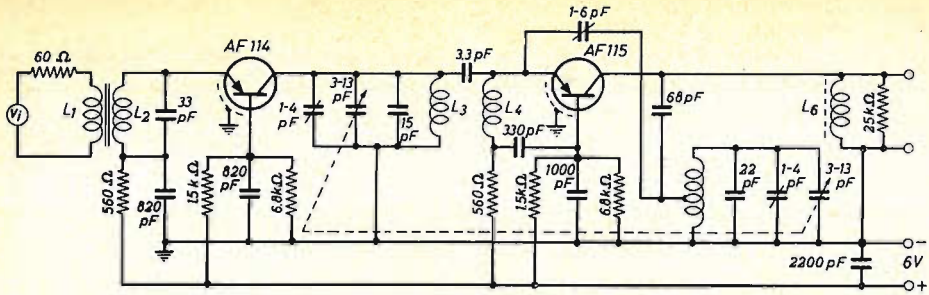



Fig. 9 - Schema elettrico del gruppo RF di un ricevitore per FM impiegante nello stadio convertitore autooscillante il transistor AF 115.

Funzionamento tipico in un gruppo RF per FM

Il gruppo RF per FM è formato da uno stadio RF e da uno stadio convertitore-autooscillante equipaggiati rispettivamente con i transistor AF 114 e AF 115.

Le caratteristiche di questo gruppo sono le seguenti:

1) Guadagno complessivo di potenza: medio 28 dB, minimo 24 dB.
2) Fattore di fruscio inferiore a 9,5 dB (valore medio 8 dB).
3) Tensione dell'oscillatore ai morsetti di antenna (chiusa su 60 Ω) circa 1,5 mV.
4) Reiezione della frequenza immagine 27 dB.
5) Il circuito è progettato per lavorare con una tensione di batteria di 6 V. La deriva di frequenza dell'oscillatore è di 50 kHz per una variazione della tensione della batteria da 6 a 5 V, e di 100 kHz per una variazione da 5 a 4 V.
6) Per impedire che, in presenza di forti segnali in antenna, lo stadio convertitore, venga sovraccaricato si dovrà diminuire l'amplificazione dello stadio RF riducendo, per esempio, la corrente di collettore.
7) Il transistor RF lavora con corrente di collettore di 1,4 mA; il transistor convertitore lavora con corrente di collettore di 1,5 mA.
8) Il gruppo è progettato per ricevere la gamma di frequenze compresa tra 87 e 101 MHz.
9) Per l'accordo è stato impiegato, sia nella sezione RF che in quella dell'oscillatore, un condensatore variabile con ΔC di 10 pF.

Per un buon funzionamento si raccomanda di regolare la tensione dell'oscillatore per un valore della tensione della batteria di 4 V. Il segnale dell'oscillatore sull'emettitore deve essere portato, in queste condizioni, a 80 mV agendo sul trimmer da 1-6 pF.

Dati per la costruzione delle bobine

L_1 : $4\frac{1}{2}$ spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm avvolte tra quelle di L_2.

L_2 : 4 spire di filo di rame smaltato da 1 mm, passo 2 mm, induttanza 0,18 μH. Q_0 = 60 - 80.

L_3 : $3\frac{1}{4}$ spire di filo di rame argentato da 1 mm, passo 2 mm, induttanza 0,086 μH, Q_0 = 200.

L_4 : 6 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm, avvolgimento serrato, induttanza 0,65 μH.

L_5 : $2\frac{1}{2}$ spire di filo di rame argentato da 1 mm, passo 2 mm, induttanza 0,062 μH, $Q_0 > 200$, presa a $1 + \frac{1}{8}$ di spira a partire dal lato massa.

L_6 : 18 spire di filo di rame 36 × 0,03, avvolgimento serrato, induttanza 2,9 μH (con schermo) Q_0 = 120, Q (con carico di 25 kΩ) = 60.

Fig. 10 - Caratteristiche tipiche ($T_{amb} = 25\,^{\circ}C$).

Fig. 11 - Schema elettrico di uno stadio convertitore autooscillante (11 m - 19 m).

Dati per la costruzione delle bobine

L_1 : 5½ spire di filo di rame smaltato da 0,25 mm, avvolte strettamente su di un supporto con diametro di 7 mm; induttanza = 0,59 μH. Q_0 = 100 (15 MHz); Q_0 = 115 (26 MHz).

L_2 : 1 + ¼ di spira di filo di rame smaltato da 0,25 mm, avvolta sul lato massa di L_4.

L_3 : 1 spira di filo di rame smaltato da 0,25 mm, avvolta sul lato massa di L_4.

L_4 : 6½ spire di filo di rame smaltato da 0,9 mm avvolte strettamente su di un supporto con diametro di 7 mm; induttanza: 0,46 μH. Q_0 = 110 (15 MHz); Q_0 = 115 (26 MHz).

L_5 : 125 μH; Q_0 = 140.

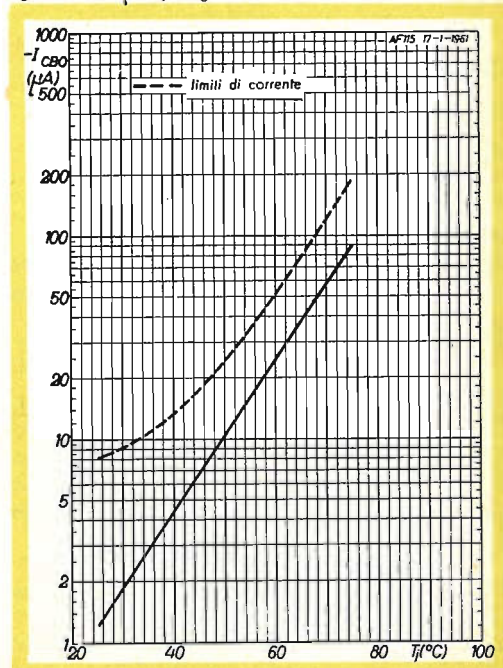



Fig. 12 - $-I_{CBO}$ in funzione della temperatura alla giunzione ($-V_{CB}$ = 6 V).

Funzionamento tipico di uno stadio convertitore autooscillante nella gamma da 15,1 MHz a 26,1 MHz (11 m - 19 m).

Tensione della batteria	V_B	= 9 V
Tensione (c.c.) collettore-emettitore	$-V_{CE}$	= 6 V
Corrente (c.c.) di emettitore	I_E	= 1 mA

	Valori medi			
	15 MHz	20 MHz	26 MHz	
Guadagno di conversione 1)	26	23	20	dB
Tensione oscillante (emettitore-massa)	110	140	150	mV
Deriva di frequenza per variazione della tensione della batteria da 9 a 6 V	3	2	10	kHz

1) Il guadagno di conversione viene definito come rapporto tra la potenza del segnale di m.f. su di un carico di 10 kΩ (con l'impedenza complessiva di m.f. sul terminale del collettore) e la potenza del segnale RF disponibile sul circuito di antenna.

AF 116

Transistor al germanio P-N-P con giunzione ottenuta per lega e diffusione da impiegare come amplificatore di m.f. nei ricevitori AM/FM, e come amplificatore RF e convertitore autooscillante nei ricevitori per onde corte sino alla frequenza di 16 MHz« Le caratteristiche particolari di questo transistor sono: bassa conduttanza di uscita e bassa capacità di collettore alla frequenza di 10,7 MHz, basso rumore e buon funzionamento del C.A.G. a temperatura ambiente elevata.

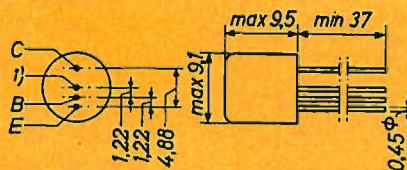



Fig. 13 - Dati d'ingombro in mm e collegamenti agli elettrodi del transistor AF 116. 1) Terminale (schermo) collegato all'involucro metallico.

Valori limite

(Valori massimi assoluti)

Collettore

Tensione, riferita alla base	$-V_{CB}$	=	20 V
Tensione, riferita all'emettitore	$-V_{CE}$	=	20 V [1]
Corrente	$-I_C$	=	10 mA
Dissipazione ($T_{amb} \leqslant 45$ °C)	P_C	=	50 mW

Emettitore

Corrente	I_E	=	11 mA
Corrente inversa	$-I_E$	=	1 mA

Base

Corrente	$\|I_B\|$	=	1 mA

Temperatura

D'immagazzinamento	T_s	=	−55/+75 °C
Alla giunzione, funzionamento continuo	T_j	=	75 °C
Alla giunzione, funzionamento intermittente (per una durata complessiva di 200 ore max).	T_j	=	90 °C

Dati caratteristici

($T_{amb} = 25$ °C)

Corrente di collettore con $-V_{CB} = 6$ V; $I_E = 0$	$-I_{CBO}$	=		1,2	8	μA
Tensione di collettore con $-I_C = 50$ μA; $I_E = 0$	$-V_{CB}$	=			20	V
Corrente di base con $-V_{CB} = 6$ V; $I_E = 1$ mA	$-I_B$	=		7	25	μA
Tensione di base con $-V_{CB} = 6$ V; $I_E = 1$ mA	$-V_{BE}$	=	210	270	330	mV
Guadagno in potenza a 100 MHz nel circuito qui sotto indicato	G	=	19	25		dB

1) Questa tensione è ammessa quando il rapporto tra la resistenza esterna di base e quella di emettitore $\left(\frac{R_B}{R_E}\right)$ è uguale o inferiore a 100.

MORGANITE INSULATED RESISTORS

TYPES S and Y

Le resistenze isolate « Morganite » tipo « S » e « Y » sono costituite da un composto di carbone solido e di materiale isolante esterno completamente integrati. Si evitano così qualsiasi cavità tra nucleo ed isolamento in modo da consentire il più razionale passaggio del calore.

I terminali in rame sono ricoperti con uno speciale preparato che consente una saldatura rapida e sicura, anche se automatizzata.

Queste resistenze sono conformi allo standard contemplato nelle Norme RCSC e IEC e vengono prodotte nei valori da 10 Ω a 10 MΩ con le tolleranze normali: ± 5 %, ± 10 % e ± 20 %.

Tipo	Volt max	Watt nominali a 40°C	Watt nominali a 70°C	Prove di durata a 70°C per 2000 ore
« S »	500	1/2	1/4	1/2 W
« Y »	750	1	1/2	3/4 W

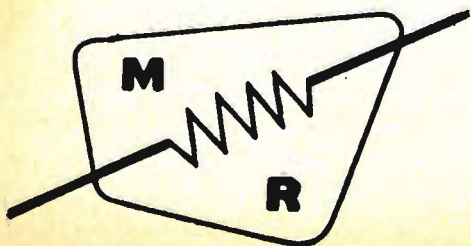
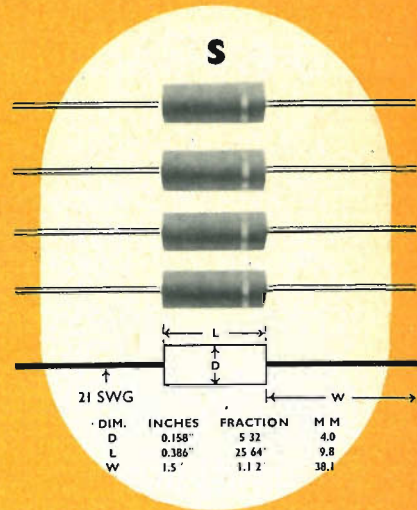
Coefficiente di temperatura: meno di 0,12 % per grado C.

Coefficiente di tensione: valori inf. a 1 MΩ, non superiore a ± 0,25 % p. Vcc. Valori da 1 a 10 MΩ, non superiori a ± 0,025 % p. Vcc.

Tensione di prova: 1500 Vcc tra i terminali ed il corpo.

Isolamento: non meno di 1000 MΩ a 500 Vcc.

Rumorosità: inferiore a

$$2 + \log_{10} \frac{R}{1000} \ \mu V \text{ p. Vcc applicato.}$$

DERATING CURVES

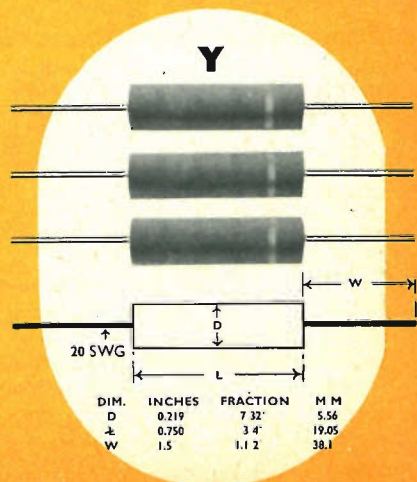
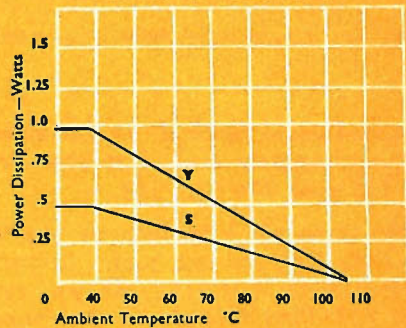
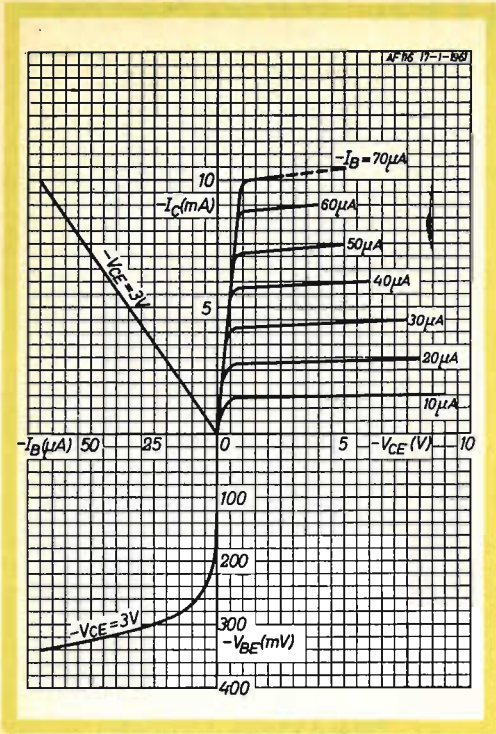



Fig. 14 - Caratteristiche tipiche ($T_{amb} = 25\,^{\circ}C$).

Funzionamento tipico di un ricevitore per FM equipaggiato con i transistor AF 114, AF 115 e AF 116 (fig. 16).

Il ricevitore FM è formato da uno stadio RF (AC 114) da uno stadio convertitore autooscillante (AF 115), da tre stadi di m.f. (AF 116) funzionanti alla frequenza di 10,7 MHz e da uno stadio rivelatore a rapporto (2-OA 79).

Dati tecnici

Tensione di alimentazione della batteria $V_B = 9$ V.
Corrente di lavoro dell'amplificatore RF (AF 114): $I_E = 1{,}5$ mA.
Corrente di lavoro del convertitore autooscillante (AF 115): $I_E = 1{,}5$ mA.
Corrente di lavoro dell'amplificatore di mf. (AF 116): $I_E = 1{,}0$ mA.

Dati per la costruzione delle bobine

Gruppo RF

L_1 : 4½ spire di filo di rame smaltato da 0,3 mm, avvolte tra quelle di L_2.
L_2 : 4 spire di filo di rame smaltato da 1 mm; passo delle spire = 2 mm; induttanza = 0,18 μH. $Q_o = 60 - 80$.
L_3 : 3¼ spire di filo di rame argentato da 1 mm; passo delle spire = 2 mm; induttanza = 0,086 μH. $Q_o = 200$.
L_4 : 6 spire di filo di rame smaltato da 0,5 mm, avvolgimento serrato; induttanza = 0,65 μH.
L_5 : 2½ spire di filo di rame argentato da 1 mm; passo delle spire = 2 mm; induttanza 0,062 μH. $Q_o > 200$, presa a 1⅛ di spira dal lato massa.

Trasformatori di media frequenza (10,7 MHz)

1° trasformatore di m.f.

Primario	Secondario
$L_6 = 1{,}4$ μH	$L_7 = 1{,}4$ μH
$Q_o \geqq 120$	$Q_o \geqq 110$
$Q_L = 70$	$Q_L = 92$

$K.Q_L = 1{,}25$

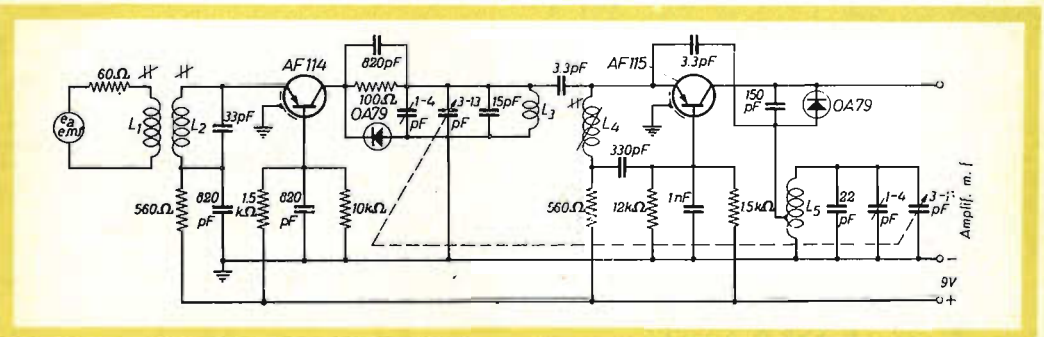



Fig. 15 - Schema elettrico del gruppo RF del ricevitore per FM.

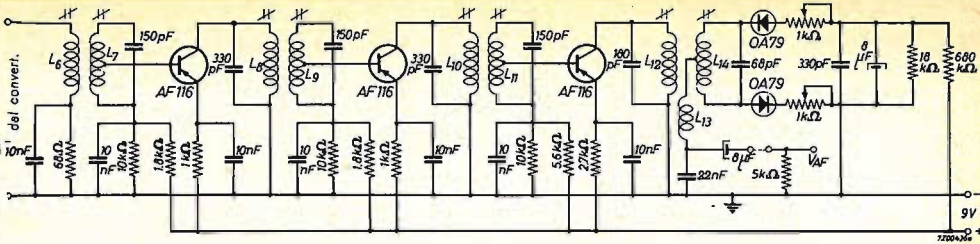



Fig. 16 - Schema elettrico dell'amplificatore di media frequenza del ricevitore per FM.

$$\text{presa per base} = 0{,}1\left(\frac{\text{tens. presa base}}{\text{tens. capi } L_7}\right)$$

Fig. 17 - Schema elettrico del I° trasformatore di m.f.

2° e 3° trasformatore di m.f.

$L_8 = L_{10} = 0{,}67\ \mu H$ $L_9 = L_{11} = 1{,}4\ \mu H$

$Q_o \geqq 110$ $Q_o \geqq 110$

$Q_L = 92$ $Q_L = 92$

$K.Q_L = 1{,}25$

Fig. 18 - Schema elettrico del II° e III° trasformatore di m.f.

$$\text{presa per base} = 0{,}1\left(\frac{\text{tens. presa base}}{\text{tens. capi second.}}\right)$$

Trasformatore del rivelatore a rapporto

$L_{12} = 1{,}2\ \mu H$

$$t_t\ (L_{13}) = 0{,}45 \times \frac{\text{tens. terziario}}{\text{tens. primario}}$$

$Q_o \geqq 90$

$K.Q_L = 0{,}7$

$L_{14} = 3{,}05\ \mu H$ (avvolgimento bifilare, t_m è il centro di L_{14})

$Q_o \geqq 90$

$K.Q_L = 0{,}7$

Fig. 19 - Schema elettrico dell'ultimo trasformatore di m.f. (rivelatore a rapporto).

Osservazioni:

1) Il condensatore di accordo di L_6 (150 pF) è incluso nel circuito del gruppo RF (pag. 10).
2) Tutti i valori dei Q_L tengono conto dello smorzamento operato dai transistor e dai diodi indicati negli schemi elettrici dei trasformatori di m.f.
3) Tutti i valori di capacità non comprendono le capacità dei transistor e del cablaggio.
4) I rapporti per le prese sugli avvolgimenti sono calcolati sotto carico.

Sensibilità

$e_a = 3,6\ \mu V$ (f.e.m.) per una potenza di uscita audio di 10^{-8} W su di carico di 5 kΩ ($V_{AF} = 7$ mV) con deviazione di frequenza (ΔF) di 15 kHz e $R_s = 60\ \Omega$.

$e_a = 3,0\ \mu V$ (f.e.m.) per un rapporto segnale/disturbo di 26 dB nelle stesse condizioni di sopra.

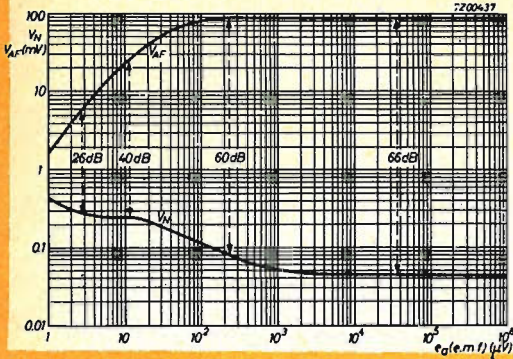



Fig. 20 - Tensione di rumore (V_N) e tensione di uscita audio (V_{AF}) in funzione della tensione presente in antenna e_a (f.e.m.). Frequenza del segnale: 95 MHz - deviazione di frequenza: 15 KHz - frequenza di modulazione 400 Hz.

Selettività

S_{300} kHz > 60 dB, per una dissintonia di ± 300 kHz, misurata ai terminali di uscita c.c. del rivelatore a rapporto.

Larghezza di banda

B = 160 kHz, misurata ai terminali di uscita c.c. del rivelatore a rapporto per $e_a \leq 10\ \mu V$ (f.e.m.).

Distorsione

In fig. 22 è indicata la curva di distorsione per una deviazione di frequenza di 75 kHz.

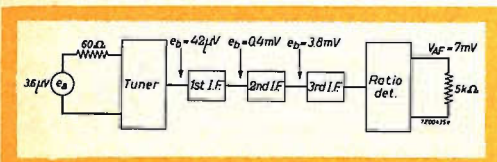



Fig. 21 - Schema a blocchi del ricevitore con indicati i valori di sensibilità agli ingressi dei singoli stadi.

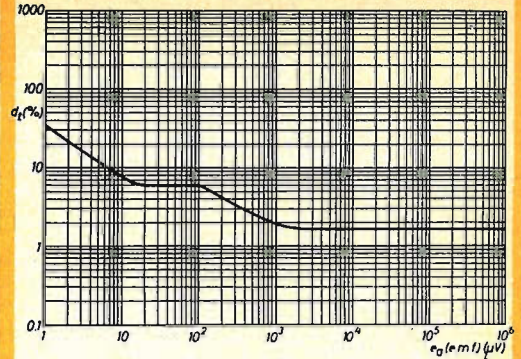



Fig. 22 - Distorsione complessiva in funzione della tensione in antenna e_a (f.e.m.).

Deriva di frequenza dell'oscillatore

Se la tensione della batteria diminuisce da 9 V a 6 V, la deriva di frequenza dell'oscillatore diventa circa 35 kHz.

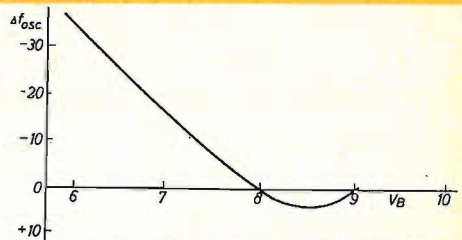



Fig. 23 - Deriva della frequenza dell'oscillatore in funzione della tensione della batteria.

NOTE

1) Per un buon funzionamento dell'oscillatore si raccomanda che, alla frequenza di 100 MHz, lo smorzamento d'ingresso del primo trasformatore di m.f. sia inferiore a 100 μmhos. In questo caso, grazie al basso valore di dispersione delle caratteristiche dell'AF 115 il condensatore da 1-6 pF, nel gruppo RF (indicato a pag. 7) può essere sostituito con un condensatore fisso da 3,3 pF.

2) Il ricevitore può funzionare senza distorsione con segnali fino ad 1 V (f.e.m.); oltre questo valore può però bloccarsi. Questo inconveniente si elimina impiegando nel gruppo RF due diodi smorzatori polarizzati in senso inverso, che rendono superfluo qualsiasi circuito C.A.G.

3) Il gruppo RF può essere alimentato con tensione di batteria di 9 V previo aumento della resistenza da 6,8 kΩ, indicata nel circuito a pag. 7.

4) La coppia di diodi 2 x OA 79 nel rivelatore a rapporto riceve una polarizzazione diretta di circa 5 μA. Ciò consente di ottenere, con deboli segnali in antenna, un più elevato rapporto segnale/disturbo.

AF 117

Transistor al germanio P-N-P con giunzione ottenuta per lega e diffusione da impiegare come amplificatore di media frequenza nei ricevitori AM o come amplificatore RF e convertitore autooscillante nei ricevitori AM fino alla frequenza di 6 MHz. Le caratteristiche particolari di questo transistor sono: bassa capacità di collettore, basso fruscio, ottimo funzionamento del circuito C.A.G. ad elevate temperature ambientali:

Fig. 24 - Dati d'ingombro in mm e collegamenti agli elettrodi del transistor AF 117. 1) Terminale (schermo) collegato all'involucro esterno.

Valori limite

(Valori massimi assoluti)

Collettore

Tensione, riferita alla base	$-V_{CB}$	=	20 V
Tensione, riferita all'emettitore	$-V_{CE}$	=	20 V [1)]
Corrente	$-I_C$	=	10 mA
Dissipazione ($T_{amb} \leqslant 45$ °C)	P_C	=	50 mW

Emettitore

Corrente	I_E	=	11 mA
Corrente inversa	$-I_E$	=	1 mA

Base

Corrente	$\|I_B\|$	=	1 mA

Temperatura

D'immagazzinamento	T_s	=	—55/+75 °C
Alla giunzione, funzionmento continuo	T_j	=	75 °C
Alla giunzione, funzionamento intermittente (per una durata complessiva di 200 ore max).	T_j	=	90 °C

Dati termici

Resistenza termica dalla giunzione all'ambiente (in aria libera)	K	$\leqslant$	0,6 °C/mW

Dati caratteristici

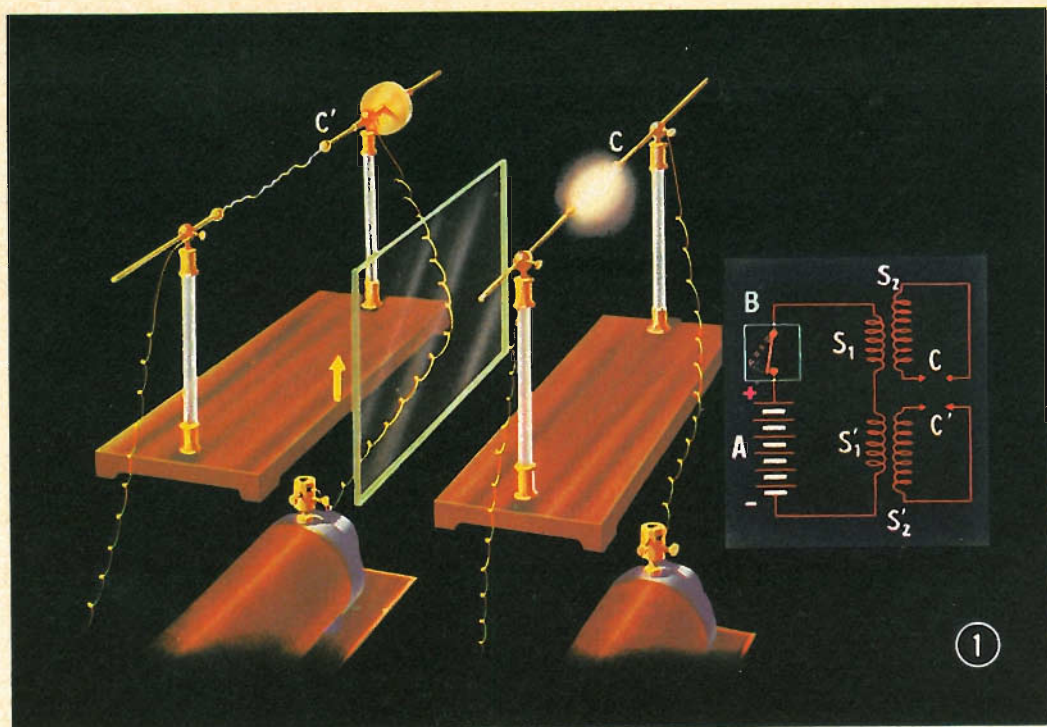
($T_{amb} = 25$ °C)

Corrente di collettore con $-V_{CB} = 6$ V; $I_E = 0$	$-I_{CBO}$	=		1,2	8 μA
Tensione di collettore con $-I_C = 50$ μA; $I_E = 0$	$-V_{CB}$	=			20 V
Corrente di base con $-V_{CB} = 6$ V; $I_E = 1$ mA	$-I_B$	=		7	25 μA
Tensione di base con $-V_{CB} = 6$ V; $I_E = 1$ mA	$-V_{BE}$	=	210	270	330 mV

I PRINCIPI DELLA EMISSIONE FOTOELETTRICA

Fedeli al programma anticipato nello scorso numero, iniziamo con questo fascicolo un nuovo ciclo di tavole a colori dedicate, questa volta, alla vita dell'atomo.

Avvalendoci del prezioso aiuto della Philips S.p.A. illustreremo in modo piano e facile, la vita di quel piccolo mondo immaginoso e pur reale; condurremo gradatamente il Lettore dalla conoscenza dei più semplici fenomeni fino a quelli più complessi.

Verranno trattati in ordine crescente di difficoltà, tutti i casi possibili; dal semplice fenomeno dell'eccitazione dell'atomo, alla fotosensibilità dei metalli, alle bande di energia, ecc. per poi risalire alle leggi che regolano la fotoemissione, la costituzione delle fotocellule, e le loro applicazioni quali il fotocomando di relays, il film sonoro, ecc.

LA SCOPERTA DI ENRICO HERTZ

Durante le sue classiche esperienze sulle onde e le oscillazioni elettriche, Enrico Hertz scoprì nel 1887 che la luce ultravioletta influenzava la scarica elettrica fra due elettrodi. Hertz generava le oscillazioni elettriche per mezzo di un apparecchio il cui principio è mostrato nella tav. 1. Questo apparecchio era formato da due bobine di Ruhmkorff, ciascuna collegata ad uno spinterometro. Negli avvolgimenti primari S_1 e S'_1 (vedi lo schema) circolava una corrente che veniva periodicamente interrotta per mezzo dell'interruttore B. Questa interruzione faceva si che negli avvolgimenti secondari, S_2 e S'_2, si producessero tensioni elevate capaci di far scoccare scintille tra gli elettrodi dei due spinterometri **C** e **C'**.

Hertz notò che quando la luce della scarica che si produceva in **C** colpiva gli elettroni dello spinterometro **C'**, le scintille di quest'ultimo diventavano più lunghe. Schermando **C'** con una superficie di legno, di metallo o di cartone, l'allungamento non si produceva più. Constatò, inoltre, che anche una lastra di vetro poteva fungere da schermo. Siccome, però, il vetro non lascia passare la luce ultravioletta, Hertz concluse che doveva essere proprio la banda ultravioletta della luce emessa dalla scintilla prodotta in **C** ad agevolare l'emissione delle scintille dello spinterometro **C'**.

I fenomeni osservati da Hertz sono da ascrivere all'**effetto fotoelettrico.** Così è chiamata l'emissione di elettroni da superfici metalliche prodotta dall'azione della luce.

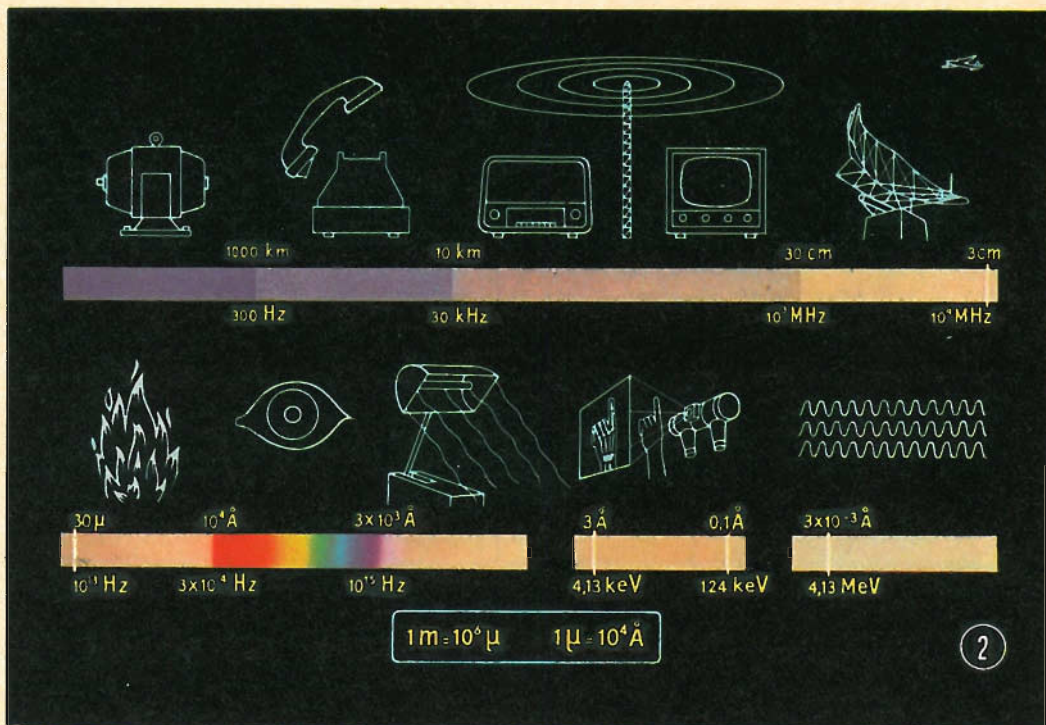



Tavola 2 - **LO SPETTRO DELLE ONDE ELETTROMAGNETICHE**

In questa tavola è riprodotto l'intero spettro delle onde elettromagnetiche. Le lunghezze d'onda sono indicate in km, cm, μ, (1 $\mu = 10^{-6}$ m) e in unità Angström (1 Å $= 10^{-10}$ m); le corrispondenti frequenze, in Hz, kHz, MHz e GHz. Nel campo delle radiazioni Röntgen e γ, invece della frequenza è indicata la rispettiva energia quantica.

La frequenza e la lunghezza d'onda sono legate tra loro dalla nota relazione:

$$\text{frequenza} = \frac{\text{velocità della luce}}{\text{lunghezza d'onda}}$$

La velocità della luce nel vuoto è di circa 300.000 km/s.

Lo spettro qui riprodotto inizia dalle frequenze usate per la distribuzione dell'energia elettrica nelle abitazioni, nelle industrie, nelle ferrovie, ecc. (comprende la frequenza da 0 Hz — corrispondente alla corrente continua — fino a 300 Hz).

Segue, poi, la banda delle frequenze usate in telefonia e nelle apparecchiature per la riproduzione del suono (frequenze fino a circa 30 kHz). La banda di frequenze da 30 kHz a 10^3 MHz, (= 10 GHz) è occupata dalla radiofonia, dalla televisione, dai collegamenti herziani e dal radar. La banda successiva comprende la radiazione calorifica (luce infrarossa), la luce visibile e quella ultravioletta.

Seguono poi i raggi Röntgen (lunghezza d'onda da circa 3 Å a 0,1 Å) e i cosidetti raggi γ, di lunghezza d'onda ancora più ridotta, presenti nelle radiazioni radioattive e nei raggi cosmici. Queste ultime radiazioni vengono misurate non in base alla frequenza, ma all'energia quantica che contengono. Il **quanto d'energia** rappresenta la minima quantità di energia che un « pacchetto di radiazione » può possedere. Il valore numerico di un quanto d'energia è dato dal prodotto del quanto d'azione di Planck per la frequenza della radiazione. In formula $\mathbf{E} = \mathbf{h}\,\nu$, dove **h** ha il valore di $6{,}623.10^{-34}$ Joule/secondo (Joule = Watt/secondo).

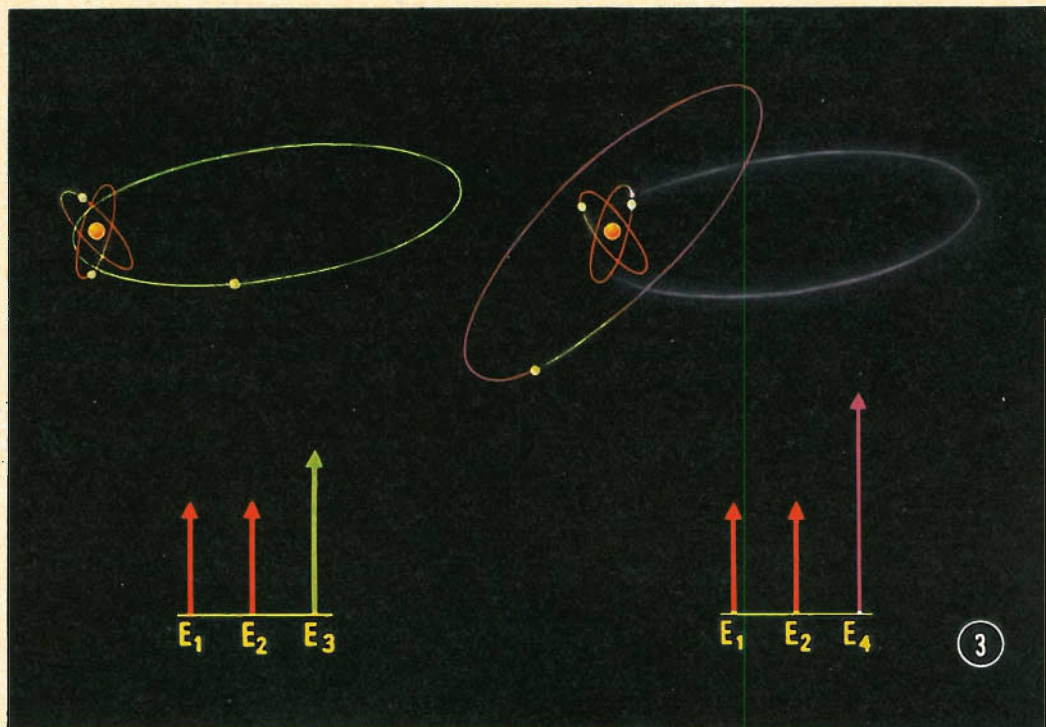



Tavola 3 - **ECCITAZIONE DEGLI ATOMI**

Secondo il modello classico, gli elettroni della nube atomica si muovono attorno ad un nucleo carico positivamente, su traiettorie circolari od ellittiche, le cui diverse distanze dal nucleo stanno ad indicare i differenti livelli di energia posseduti dagli elettroni stessi. Nell'atomo di litio indicato in figura, i due elettroni che occupano le due traiettorie circolari più basse, di ugual grandezza, posseggono un uguale quantitativo di energia, cioè $\mathbf{E_1} = \mathbf{E_2}$, indicato mediante due frecce uguali.

Il terzo elettrone, che occupa una traiettoria (ellittica) maggiore, possiede, ovviamente, una maggiore energia, indicata con $\mathbf{E_3}$.

Se a questo elettrone esterno si fornisce dell'altra energia, per es. colpendolo con un altro elettrone, oppure investendolo con forti radiazioni, esso « salterà » su una traiettoria più esterna cui corrisponderà una energia maggiore, indicata con $\mathbf{E_4}$. Si dice, in questo caso, che l'atomo si trova in uno **stato eccitato.** In questa tavola, a destra, in alto, è rappresentata, in rosso, la traiettoria sulla quale si muove l'elettrone esterno **dopo l'eccitazione.** L'energia posseduta dall'elettrone esterno è diventata ora $\mathbf{E_4}$. La traiettoria sulla quale si muoveva l'elettrone prima dell'eccitazione è indicata debolmente in verde.

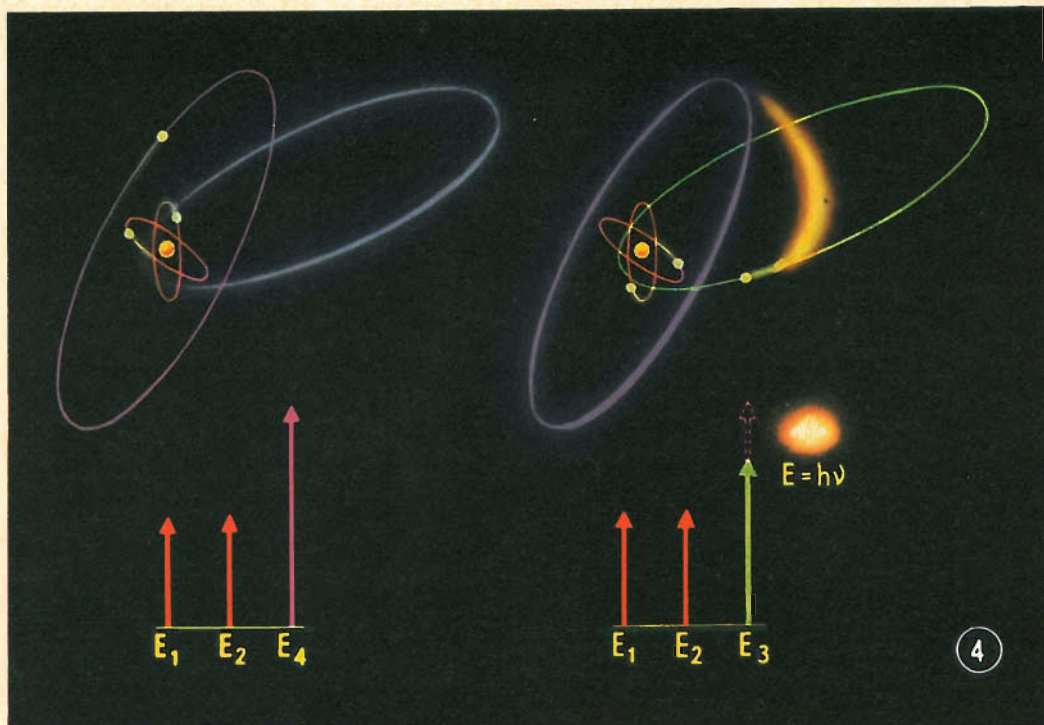



Tavola 4 - **PRODUZIONE DELLA LUCE**

In questa tavola è rappresentato un atomo di litio **eccitato.** Alla traiettoria rossa, sulla quale si muove l'elettrone esterno dopo l'eccitazione, corrisponde un livello di energia superiore a quello che l'elettrone possedeva nella traiettoria di origine; quest'ultima, essendo vuota, è stata tracciata debolmente in verde.

Per lo stato di minima energia cui tendono tutti i processi naturali, anche l'elettrone cerca di ritornare sulla sua traiettoria « naturale », a più basso livello di energia, verso l'interno dell'atomo. Poichè nell'atomo eccitato, la traiettoria corrispondente del livello E_3 è rimasta vuota, dopo un po', l'elettrone salterà dallo stato E_4, a maggiore energia, allo stato E_3, a minore energia. La differenza di energia $(E_4 - E_3)$ che si ha in questo passaggio viene « ridata » sotto forma di un **quanto di luce.**

L'energia del quanto di luce pertanto diventa: $E = E_4 - E_3 = h\nu$.

La parte destra della figura indica il ritorno dell'elettrone nella traiettoria d'origine e il conseguente irraggiamento di un quanto di luce.

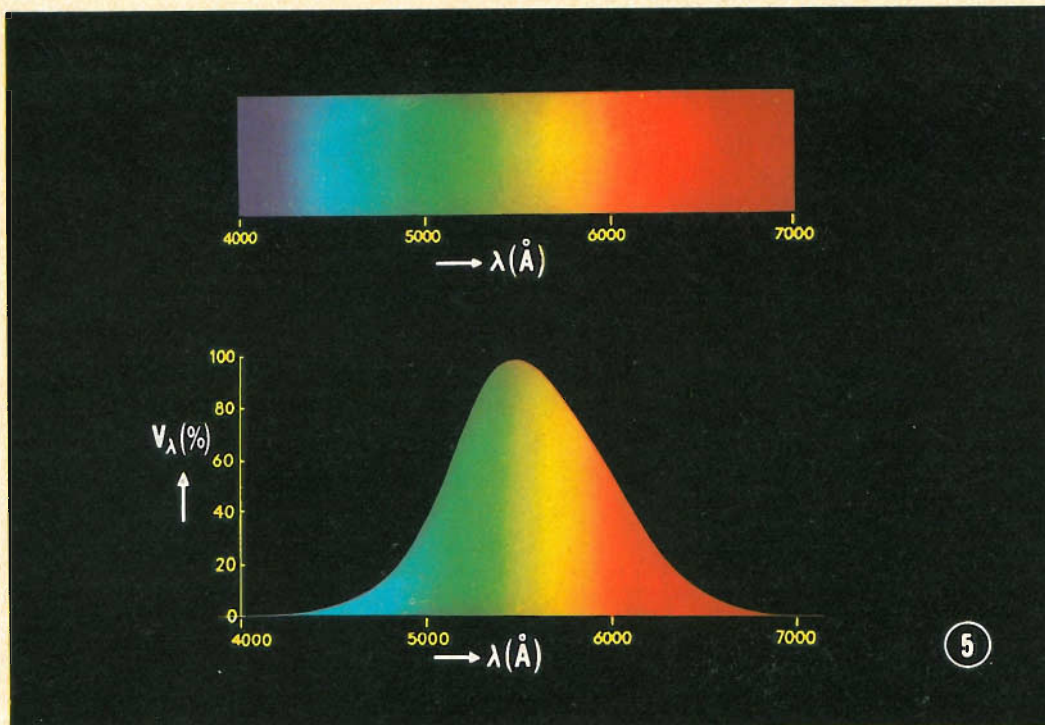



Tavola 5 - **SPETTRO SOLARE E SENSIBILITA' DELL'OCCHIO**

Lo spettro solare è uno spettro continuo nel quale, entro un vasto campo, trovano posto tutte le lunghezze d'onda. La parte visibile dello spettro comprende le lunghezze d'onda incluse tra 4.000 e 7.000 Å, la parte invisibile, quella con lunghezza d'onda maggiore di 7.000 Å, costituisce **l'infrarosso** mentre, la radiazione invisibile, con lunghezza d'onda inferiore a 4.000 Å, è il noto **ultravioletto.** L'occhio umano non è sensibile, nella stessa misura, a tutte le lunghezze d'onda della luce visibile. Possiede una spiccata sensibilità per la luce verde, (lunghezza d'onda circa 5.500 Å).

Nella parte inferiore della figura è indicata, percentualmente, la sensibilità relativa dell'occhio ai differenti colori.

Questa rappresentazione grafica si è ottenuta in base alla media dei valori di sensibilità rilevati su un gran numero di persone.

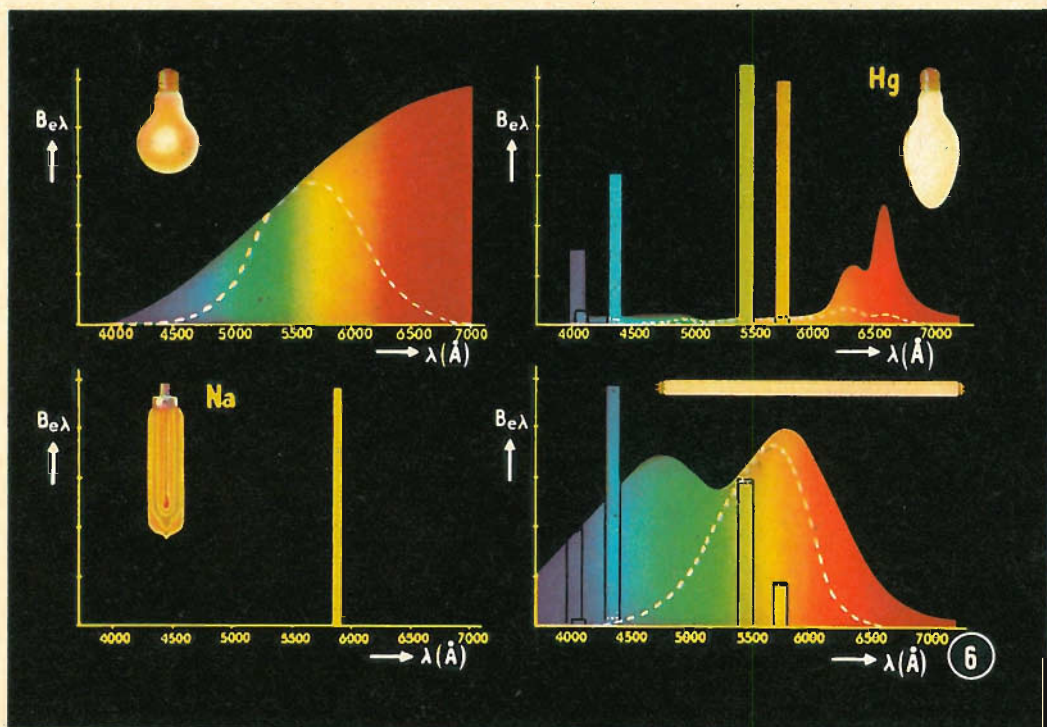



Tavola 6 - **SPETTRO DI ALCUNE SORGENTI LUMINOSE**

A sinistra, in alto, è raffigurato lo spettro di una **lampada ad incandescenza.** La maggior intensità della radiazione cade nell'ambito della luce rossa, alla quale l'occhio è assai poco sensibile; una parte ancora maggiore cade nel campo della radiazione infrarossa alla quale l'occhio è totalmente insensibile. A sinistra, in basso, è riportato lo spettro di una **lampada a vapori di sodio.** Questa emette soltanto luce di determinate lunghezze d'onda, corrispondenti alle cosidette **linee del sodio** (molto vicine); quest'ultime si producono quando avviene la scarica nel vapore di sodio all'interno della lampada. In seguito a questa scarica, gli elettroni dell'atomo di sodio si portano su di un livello d'energia più elevato per poi ricadere sul primitivo livello d'energia. L'energia liberata in questo passaggio si irradia, prevalentemente, sotto forma di **luce gialla.**

Alcune **lampade a vapori di mercurio** danno uno spettro nel quale, oltre alle linee caratteristiche del mercurio, compare anche una componente continua (vedi figura, a destra, in alto).

Questo spettro continuo è dovuto alle sostanze luminescenti con cui è rivestita la parete interna dell'ampolla.

Altre lampade fluorescenti emettono uno spettro come quello rappresentato, a destra, in basso.

Rivestendo la parete interna dell'ampolla con determinate sostanze luminescenti, si può ottenere una luce con spettro simile a quello della luce solare. Ne sono esempi le cosiddette lampade a **luce diurna**, a tinta calda e bianca.

Nelle rappresentazioni grafiche della tav. 6, è stata riportata in ordinate, con unità arbitrarie, la densità di radiazione spettrale. La parte effettiva che agisce sull'occhio — il flusso luminoso — si ottiene moltiplicando la densità di radiazione spettrale relativa per il coefficiente di sensibilità luminosa spettrale dell'occhio. Si dovrà dunque moltiplicare, per la luce giallo-verdastra (5500 Å), il rendimento di radiazione per il fattore 1 (= 100%); per la luce blu-verde (5500 Å), per il fattore 0,32 (= 32%). Ciò permette di ottenere le linee tratteggiate della tav. 6.

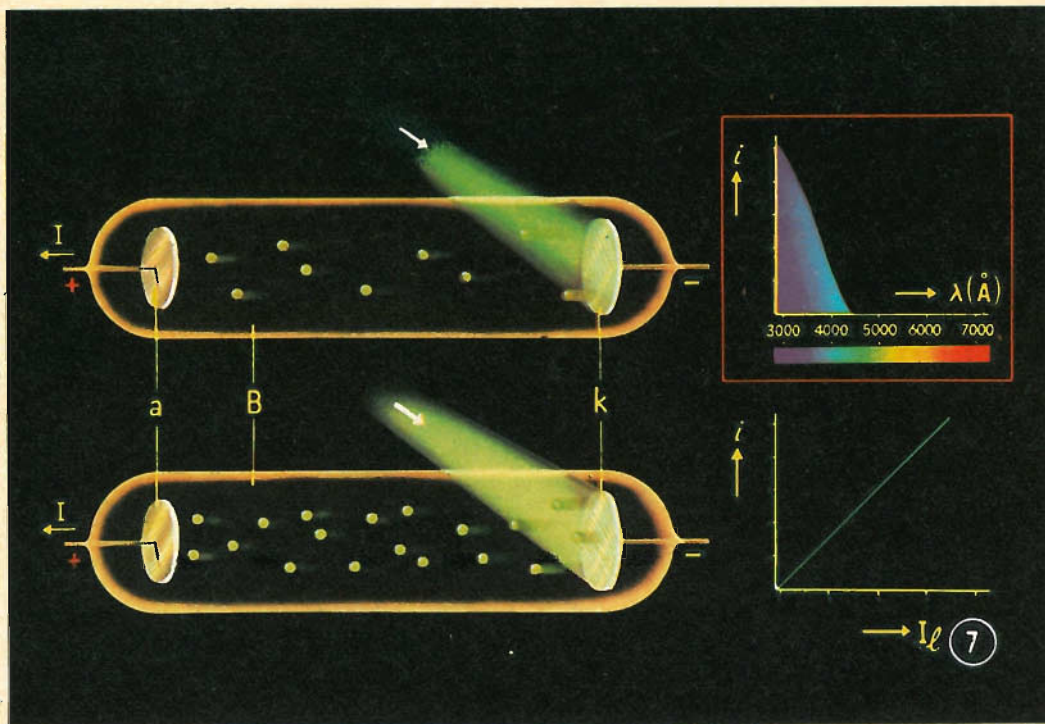



Tavola 7 - **FOTOSENSIBILITA' DEI METALLI**

Nel commento alla tav. 1, si è parlato di emissione fotoelettrica, di emissione cioè di elettroni prodotta quando una radiazione luminosa colpisce una superficie metallica.

Il dispositivo rappresentato in questa tavola serve per stabilire in che misura l'emissione fotoelettrica di un metallo dipenda dal colore e dal contenuto energetico della luce incidente. La luce colpisce un elettrodo metallico **k** disposto, assieme all'elettrodo **a** che lo fronteggia, in un tubo di vetro B, nel quale è stato fatto il vuoto. La placchetta **k** è collegata al polo negativo di una batteria, la placchetta **a** al polo positivo. Se si proietta della luce sulla placchetta **k,** dal metallo fuoriusciranno elettroni, **(fotoelettroni)** che saranno accelerati da **k** ad **a** per effetto del campo elettrico esistente fra questi due elettrodi. Il flusso di fotoelettroni si rivela nei conduttori esterni sotto forma di una corrente elettrica misurabile con strumenti adatti. Se si raddoppia l'intensità della luce incidente — senza variarne la composizione spettrale — anche l'intensità della corrente fotoelettronica raddoppierà; triplicando l'intensità della luce incidente, si avrà una corrente fotoelettrica tripla, e così via. La dipendenza dell'intensità della corrente fotoelettronica i, dall'intensità della luce incidente, è, quindi, lineare. Ciò è mostrato chiaramente dalla rappresentazione grafica a destra in basso. Per valutare la sensibilità spettrale dell'emissione fotoelettronica si ripete l'esperienza precedente con luce **monocromatica** (luce di una determinata lunghezza d'onda), oppure usufruendo di una porzione ridottissima di uno spettro continuo. Dopo aver misurato la corrente fotoelettronica prodotta da una luce di una determinata lunghezza d'onda, si ripete la stessa misura con luce di lunghezza d'onda maggiore, ma della stessa intensità della precedente. Si vedrà così che se la lunghezza d'onda aumenta, l'intensità della corrente fotoelettronica, dopo essere passata per un massimo, tende continuamente a diminuire per estinguersi completamente alla lunghezza d'onda, di 4500 Å, nonostante l'intensità della luce incidente sia rimasta inalterata. Tale comportamento è mostrato graficamente a destra in alto. Il campo della sensibilità spettrale non è lo stesso per tutti i metalli. In genere, per la maggior parte di essi, si trova nella gamma dell'ultravioletto.

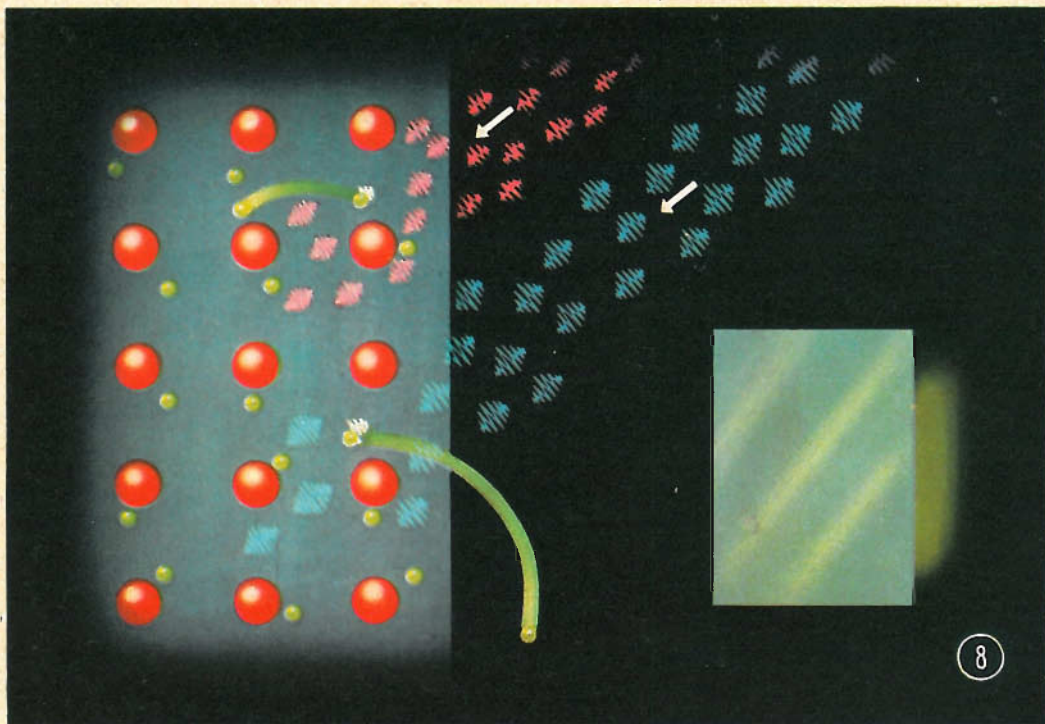
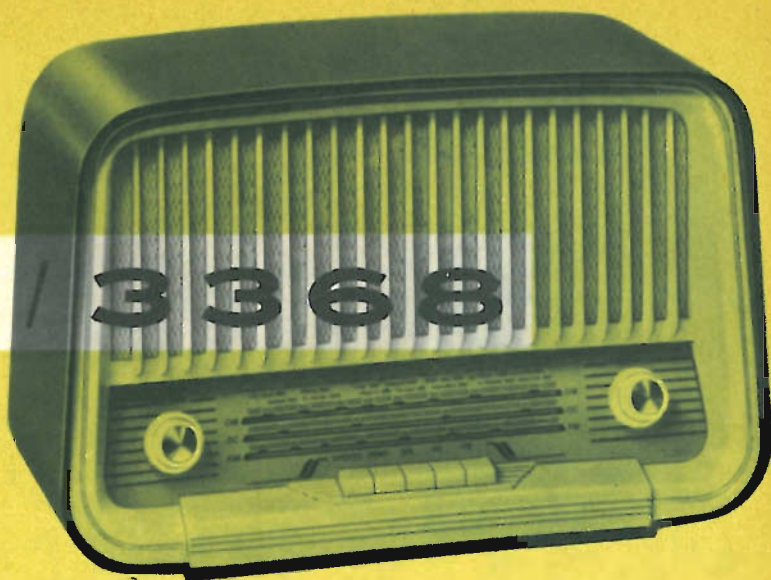



Tavola 8 - **MECCANISMO DELL'EMISSIONE FOTOELETTRONICA NEI METALLI**

In questa tavola si può vedere come i quanti di luce « rossi » (luce rossa) non riescono a liberare elettroni dal metallo, a differenza dei quanti « azzurri », i quali, come si vede, riescono a farli fuoriuscire dal metallo. Questo diverso comportamento può essere spiegato così:

Il reticolo cristallino del metallo è costituito da atomi regolarmente ordinati rappresentati in rosso nella tavola; intorno ai nuclei di questi atomi si muovono alcuni elettroni « quasi liberi » che non appartengono ad un determinato atomo, ma sono legati al cristallo considerato nel suo insieme. Se il metallo viene posto sotto l'influenza di un campo elettrico, gli elettroni « quasi liberi » si muovono mediamente verso il polo positivo, generando nel metallo **una corrente elettrica.** Se un quanto di luce cade su una superficie metallica e viene assorbito da un elettrone, l'energia cinetica, cioè la velocità dell'elettrone, aumenta tanto più quanto maggiore è l'energia posseduta dal quanto di luce incidente.
Se in seguito a questo aumento di energia cinetica, l'elettrone acquista una velocità sufficientemente grande verso lo spazio esterno da poter abbandonare il metallo, si parla di **emissione fotoelettronica.** Solo quanti di luce dotati di energia superiore a un determinato minimo sono capaci di provocare l'emissione fotoelettronica.
Poichè l'energia che un quanto di luce può possedere è regolata dalla nota relazione $\mathbf{E = h\nu}$, esiste una frequenza limite ν, al di sotto della quale l'emissione fotoelettronica non ha più luogo; in altre parole, esiste una **lunghezza d'onda limite** oltre la quale non si ha più emissione fotoelettronica (soglia di emissione).

I quanti di luce « blu », posseggono un'energia superiore a quella dei quanti « rossi ». Perciò la luce blu può facilmente provocare in un metallo l'emissione fotoelettronica, mentre l'aumento di velocità degli elettroni provocato dall'assorbimento di luce rossa non è sufficiente a farli uscire dal metallo. L'aumento dell'energia cinetica degli elettroni produce, in questo caso, solo un **aumento della temperatura del metallo.**

(*continua*)

RADIO RICEVITORE AM - FM

L'indiscusso successo a suo tempo ottenuto dalla scatola di montaggio G. B. C. SM/3368, ha indotto i tecnici di questa ditta a studiarne un ulteriore aggiornamento in modo da renderla sempre più aderente alle esigenze della moderna tecnica elettronica.

Il nuovo montaggio, per le innumerevoli prove di laboratorio a cui è stato assoggettato, assicura al costruttore una realizzazione di ottimo e costante funzionamento e può senz'altro essere paragonato ai migliori apparecchi di classe.

Per consentire la ricezione di tutti i programmi, alla gamma per la ricezione a **modulazione di frequenza,** è stata affiancata anche la modulazione d'ampiezza sulle due gamme: onde medie e corte. Uno speciale tasto è stato previsto per la riproduzione fonografica.

I comandi sono stati raggruppati in una tastiera che consente di effettuare le seguenti commutazioni:

Tasto 1 - **Spento** - Consente l'accensione o lo spegnimento dell'apparecchio.

» 2 - **Fono** - Esclude la parte di A.F. e F.I. consentendo così la riproduzione fonografica.

» 3 - **OM** - Commuta i circuiti in modo da consentire la ricezione delle « Onde medie ».

» 4 - **OC** - Commuta i circuiti per la ricezione delle « Onde corte ».

» 5 - **FM** - Permette la ricezione delle stazioni a « Modulazione di frequenza ».

La sensibilità dell'apparecchio è tale da consentire di ricevere stazioni trasmittenti in modulazione di frequenza poste ad oltre cinquanta chilometri di distanza, senza far uso di antenne esterne, ed il comportamento degli stadi di bassa frequenza poi, è tale da consentire una piacevolissima riproduzione fonografica.

SCHEMA ELETTRICO SM / 3368

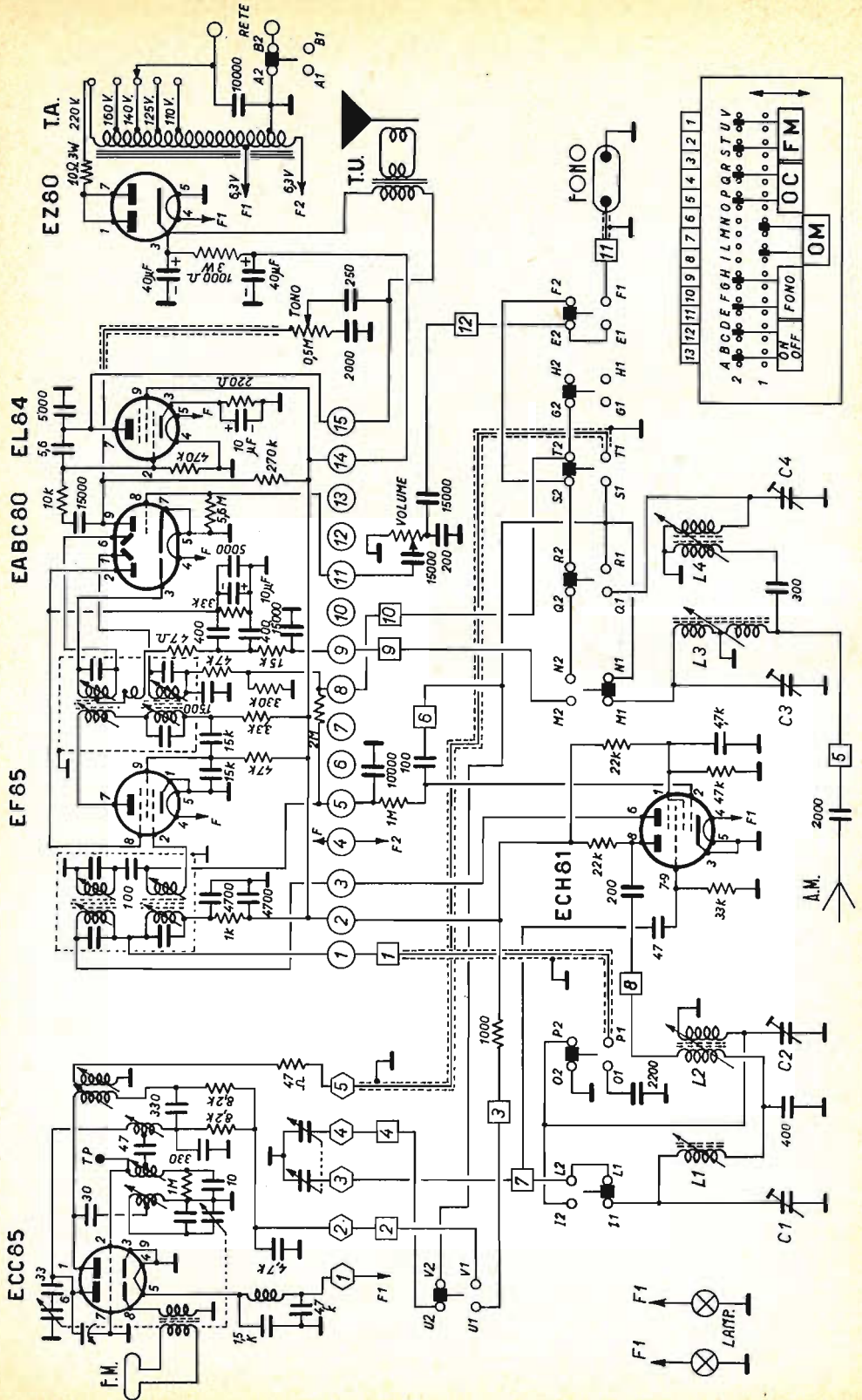



Fig. 1

LO SCHEMA ELETTRICO

La fig. 1 riproduce lo schema elettrico del ricevitore SM/3368-1, a sei valvole.

Per la modulazione di frequenza è stato scelto il doppio triodo ECC85, come amplificatore - oscillatore - miscelatore, il triodo eptodo ECH81, ha invece una funzione più complessa; esso infatti, allorchè si vuol ricevere in modulazione di frequenza, presenta bloccata la sezione triodo e funziona con la sezione eptodo come primo stadio amplificatore a frequenza intermedia.

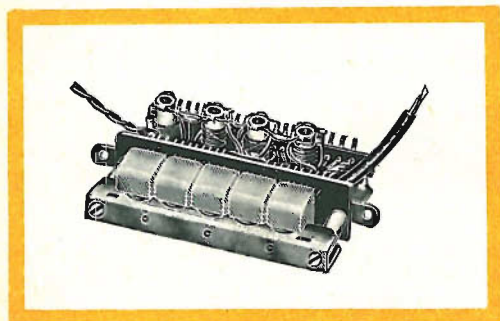



Fig. 2 - Gruppo A.F. per A.M.

Quando invece il ricevitore è sintonizzato per la ricezione in modulazione d'ampiezza, l'ECH81 lavora con tutte e due le sezioni come un comune oscillatore mescolatore.

Il controllo automatico del volume è applicato, tramite una resistenza da 1 megaohm, alla griglia di controllo della sezione eptodo.

La valvola EF85 funziona da amplificatore di media frequenza tanto per la AM (467 kc/s) quanto per la FM (10,7 Mc/s).

Questo tubo, studiato appositamente per l'impiego su ricevitori misti AM/FM, permette di ottenere una elevatissima amplificazione di media frequenza, cosa questa indispensabile per un'ideale ricezione delle emittenti a modulazione di frequenza.

Anche questo tubo è controllato dal C.A.V. La valvola EABC 80, un triplo diodo-triodo, realizzata appositamente per l'impiego in ricevitori di tipo misto AM/FM, a seconda della posizione del commutatore di gamma, funziona da rivelatore AM o da rivelatore a rapporto per la FM.

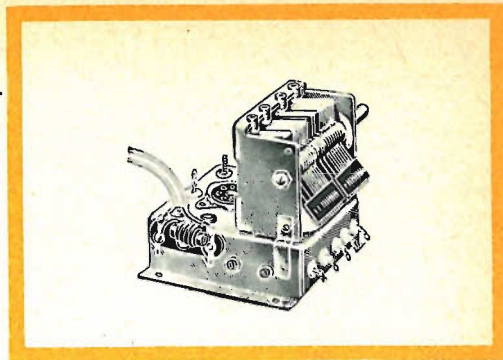



Fig. 3 - Gruppo A.F. per F.M.

La parte **triodo** assolve invece il compito di preamplificatore di **bassa frequenza,** tanto per la AM quanto per la FM.

Nello stadio amplificatore, finale è stato usato il pentodo EL 84, infine la valvola EZ 80 provvede al raddrizzamento della corrente anodica.

Le gamme di ricezione sono:

per la **modulazione di frequenza:**
87,5÷100 MHz

per la **modulazione di ampiezza O.M.:**
195÷560 metri

per la **modulazione di ampiezza O.C.:**
25÷50 metri

Il **gruppo ad alta frequenza** per la modulazione di ampiezza, che forma un corpo unico con la tastiera, vedi fig. 2, ed il **gruppo AF per la modulazione di frequenza,** vedi fig. 3, vengono forniti perfettamente tarati, essi quindi non debbono essere manomessi per nessuna ragione.

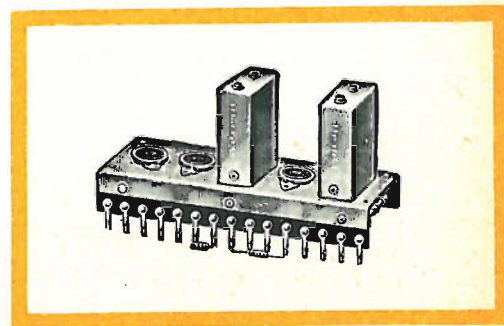



Fig. 4

Per l'antenna, sono previste due distinte prese, di cui una, per l'AM è costituita da un'apposita boccola posta nella parte posteriore dello chassis l'altra, quella per la modulazione di frequenza, fa capo ad uno spezzone di piattina bifilare a 300 Ω d'impedenza.

La frequenza di conversione per la modulazione di frequenza, corrisponde al valore normalizzato di 10,7 Mc/s. Tale valore è stato scelto al fine di evitare eventuali frequenze immagini nella gamma assegnata alla FM.

Per i circuiti a modulazione di ampiezza il valore della media frequenza è quello classico di 467 kHz.

Il primo trasformatore di media frequenza per la FM è compreso nel gruppo ad alta frequenza sul quale trovano pure posto le bobine di accordo dell'oscillatore ed i relativi nuclei e trimmers di compensazione.

Il circuito è completato da altri due trasformatori doppi di frequenza intermedia.

Si è detto trasformatori doppi in quanto su un unico supporto e sotto un unico schermo sono montati un trasformatore per A.M. e uno F.M.

Il controllo del volume e quello della tonalità sono ottenuti con due potenziometri da 0,5 MΩ calettati sullo stesso asse, ma con comando indipendente. L'alimentazione avviene a mezzo di un autotrasformatore di robusta costruzione che consente l'uso dell'apparecchio su reti a c.a. aventi tensioni comprese fra i 110 ed i 220 V.

MONTAGGIO

Lo chassis, ed il relativo schema di cablaggio, sono stati oggetto di un accurato studio da parte del nostro laboratorio, affinchè l'apparecchio, in considerazione della vasta gamma di frequenza che deve ricevere, possa dare per tutte il massimo rendimento.

Raccomandiamo quindi a coloro che si accingono alla realizzazione del ricevitore, di attenersi strettamente allo schema di cablaggio fornito con ogni scatola.

Qualsiasi modifica, in conseguenza del maggiore percorso delle connessioni, introdurrebbe perdite nel rendimento.

La prima fase del montaggio comporta il fissaggio degli zoccoli, del potenziometro doppio, del telaio di media frequenza, del gruppo ad alta frequenza FM, degli ancoraggi ed infine dell'autotrasformatore.

I passanti del gruppo AF verranno fissati al telaio riscaldandoli con la punta del saldatore.

Terminata questa fase preliminare, si passerà alla effettuazione delle connessioni tra autotrasformatore e cambio tensioni e poi a quelle inerenti i filamenti delle valvole.

Una particolare attenzione dovrà essere rivolta alle saldature di massa le quali saranno eseguite direttamente sul telaio, esse, per comodità del montatore, sono state indicate sullo schema di cablaggio (fig. 5) con un quadratino nero.

Successivamente si eseguiranno tutte le connessioni inerenti il circuito della valvola ECH81.

Esaurite queste operazioni si provvederà a fissare la tastiera, il condensatore di filtro e si eseguiranno le connessioni relative a tutti gli altri componenti.

Richiamiamo ulteriormente l'attenzione del costruttore sulla necessità di eseguire connessioni brevissime ed ubicate in modo che i conduttori di placca non possano accoppiarsi con quelli di griglia; inoltre sarà ottima cosa controllare accuratamente le

strumenti di misura "SANYA„

ANALIZZATORE TK/8 - « SANYA »

Art. G.B.C. T/571

Amperometro - Voltmetro - Megahometro - Capacimetro

Corrente continua: (Sensibilità: 10.000 Ω/V.)

Sei portate voltmetriche: 5-10-50-250-500-1000 V.

Sei portate amperometriche: 100 μA - 1 mA - 10 mA - 100 mA - 500 mA - 1 Amp.

Corrente alternata: (Sensibilità: 5.000 Ω/V.)

Sei portate voltmetriche: 5-10-50-250-500-1000 V.

Sei portate amperometriche: 100 μA - 1 mA - 10 mA - 100 mA - 500 mA - 1 Amp.

Ohmetro - Megaohmetro - Possibilità di misura da 1 Ω a 1 MΩ

in tre portate impiegando la batteria incorporata da 1,5 V.

x 1 = 10 KΩ fondo scala
x 10 = 100 KΩ fondo scala
x 100 = 1 MΩ fondo scala

Con la presa di collegamento alla rete c.a. (110-220 V.)

Possibilità di misura fino a 100 MΩ f.s. in due portate

x 1000 = 10 MΩ fondo scala
x 10000 = 100 MΩ fondo scala

Capacimetro - Con presa di collegamento alla rete c.a. si effettuano misure di capacità fino a 0.5 μF in due portate:

pF. x 1 = 50.000 pF fondo scala
pF. x 10 = 0.5 μF fondo scala

Dimensioni: mm. 150 x 90 x 40

Completo di accessori: L. 7000

Borsa per detto: L. 500

ANALIZZATORE TK/12 - « SANYA »

Art. G.B.C. T/573

Voltmetro - Amperometro - Capacimetro - Megaohmetro

Corrente continua: (Sensibilità: 20.000 Ω/V.)

Nove portate voltmetriche: 2.5-5-10-25-50-100-250-500-1000 Volt.

Cinque portate amperometriche: 50 μA - 1-10-100-500 mA.

Corrente alternata: (Sensibilità: 10.000 Ω/V.)

Nove portate voltmetriche: 2.5-5-10-25-50-100-250-500-1000 Volt.

Misure di resistenza da 1 Ω a 1 MΩ in 3 portate

x 1 = 10.000
x 10 = 0.1
x 100 = 1

Dimensioni: mm. 202 x 132 x 52

Capacimetro - con prese di collegamento alla rete c.a. si effettuano misure di capacità da 50 pF a 0,5 mF

pF x 1 = 50.000 pF fondo scala
pF x 10 = 0.5 mF fondo scala

Completo di accessori: L. 12000

saldature, magari sollecitandole con un cacciavite, per accertarsi che esse non siano « **fredde** ».

Per l' esecuzione del montaggio della scala con la relativa funicella, si osservi la fig. 6, nella quale è chiaramente indicato il percorso che detta funicella deve seguire.

Come operazione conclusiva si colleghi provvisoriamente l'altoparlante, questo, a collaudo avvenuto, verrà definitivamente fissato al mobile.

CONTROLLO TENSIONI

Il controllo delle tensioni è facilitato dalla disposizione dei vari componenti, infatti tanto i terminali che fanno capo alla **tastiera,** quanto quelli del telaio di media frequenza, sono direttamente accessibili.

Lo stesso dicasi per gli zoccoli delle varie valvole e dei trasformatori di media frequenza. che, essendo numerati, risultano facilmente individuabili.

A montaggio ultimato, prima di inserire le valvole, si effettui un controllo preliminare consistente nel premere il tasto FM e, con strumento adatto per « corrente alternata », si controlli se:

a) Tra i piedini 4 e 5 delle varie valvole, la tensione d'accensione dei filamenti è 6,3 V.

b) Tra i piedini 1 e 7 della EZ 80, l'anodica è di 220 V.

Successivamente, dopo avere innestato le valvole, si controlli, a mezzo di un voltmetro a 20.000 Ω/V, la tensione corrente continua esistente ai capi dei due elettrolitici, quella ai piedini delle valvole, ai terminali del **telaio di media frequenza** e alla **tastiera.**

Esse, con il ricevitore in posizione FM, dovranno risultare, con buona approssimazione, quelle indicate nella sottostante tabella.

Eseguiti questi riscontri si passerà al collaudo **in ricezione** ed agli eventuali ritocchi della taratura.

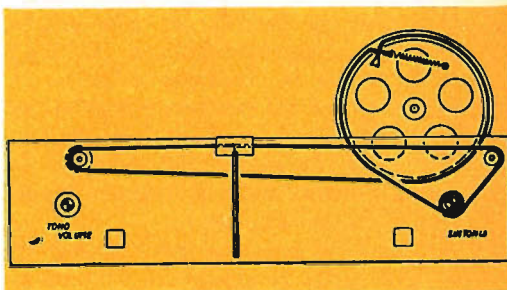



Fig. 6 - Montaggio della cordina

Ripetiamo a tale riguardo, che tanto i **gruppi** ad **AF,** quanto i trasformatori di **media frequenza,** escono dai laboratori perfettamente tarati, non è però da escludere che, durante il trasporto, in seguito ad urti, i nuclei ferromagnetici delle bobine si muovano, in tal caso potrebbero verificarsi leggeri spostamenti nella taratura dei circuiti interessati.

Di qui l'utilità di dare qualche avvertenza anche sul metodo da seguire per ottenere un perfetto riallineamento dei circuiti.

TABELLA DELLE TENSIONI - Valori espressi in volt

Terminali o piedini	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Valvola EZ80	220	—	220	6,3	—	—	220	—	—	—	—	—	—	—	—
Valvola ECH81	70	3	—	—	6,3	180	—	55	—	—	—	—	—	—	—
Telaio di Media Frequenza	180	185	178	6,3	—	185	—	—	—	—	—	220	—	185	210
Tastiera	180	170	170	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

ALLINEAMENTO DELLA MEDIA FREQUENZA PER MODULAZIONE DI AMPIEZZA

Le bobine dei due trasformatori di Media Frequenza AM, a 467 kc/s, sono indicate negli schemi (figg. 5 e 7) con le lettere L9, L10, L13 ed L14.

Per l'eventuale ritocco della loro taratura occorre un **generatore di segnali modulato,** perfettamente regolato su 467 kHz, ed un misuratore d'uscita.

Il generatore sarà collegato, tramite un condensatore da 20.000 pF, alla griglia controllo del tubo convertitore (ECH81) con il ricevitore in posizione « OM ».

Si agirà prima sul nucleo relativo al secondario del 2° trasformatore di media frequenza e poi su quello del primario in modo da ottenere, sullo strumento, l'indicazione di massima uscita.

Si ripeterà l'operazione con i nuclei del secondario e del primario del 1° trasformatore per poi ritoccare ancora la taratura del 2° trasformatore.

L'uso del misuratore di uscita, posto in parallelo alla bobina mobile dell'altoparlante, permette di ottenere risultati molto più sicuri di quelli ottenibili con l'accordo « ad orecchio ».

TARATURA DEL RIVELATORE A RAPPORTO PER LA MODULAZIONE DI FREQUENZA

Se si dispone di uno **Sweep,** di un **Marker** e di un oscillografo, per eseguire la taratura del **rivelatore a rapporto** si proceda come segue: innanzi tutto commutare l'apparecchio sul tasto « FM »; poi collegare l'oscillografo al terminale 9 del pannello di media frequenza (vedi fig. 5); staccare quindi la connessione della griglia controllo della valvola EF 85 e iniettare nella griglia stessa (piedino 2) il segnale dello **Sweep** perfettamente accordato sulle frequenza di 10,7 MHz.

Tenendo presente che le bobine che interessano il rivelatore a rapporto sono quelle contraddistinte con le lettere L15 e L16, regolare i loro nuclei fino ad ottenere sullo schermo dell'oscillografo una curva identica a quella di figura 8.

In essa i valori della semionda positiva dovranno risultare, in valore assoluto e punto per punto, perfettamente identici a quelli della semionda negativa; inoltre, iniettando con il marker, un segnale a 10,7 MHz, dovrà comparire sullo schermo dell'oscillografo un **« pip »** al centro del tratto rettilineo della sinusoide.

Fig. 7

A/464

Typ

PH 2132/25/11

Korb-Abmessungen Tiefton (h x g) Hochton ∅	chassis size woofer (h x g) tweeter ∅	dim. extérieures ton bas (h x g) ton élevé ∅	**Dimensioni esterne** toni bassi (h x g) toni acuti ∅	320 x 210 mm (12 19/32 x 8 17/64") 100 mm (3 15/16")
Befestigungslöcher (k x i)	mounting holes (k x i)	dimensions de la fixation (k x i)	**Distanza fori di fissaggio** (k x i)	270 x 160 mm (10 5/8 x 6 19/64")
Schallaustritts-öffnung (c) (oval)	baffle opening (c) (elliptic)	ouverture de l'écran (c) (ovale)	**Apertura (C) dell'ovale sul baffle**	302 x 192 mm (11 57/64 x 7 9/16")
Max. Höhe (d)	overall depth (d)	profondeur totale (d)	**Profondità massima (d)**	139 mm (5 15/32")
Nennbelastbarkeit nach DIN USA-Norm	power capacity German rating American rating	puissance nominale standard allemand standard américain	**Potenza nominale:** Standard tedesco Standard americano	8 Watt 10 Watt
Frequenzbereich	frequency range	bande passante	**Banda passante**	50—16 000 Hz
Eigenresonanz	resonance	résonance	**Risonanza**	60 Hz
Schwingspule ∅ Tiefton Hochton	voice coil ∅ woofer tweeter	∅ bobine mobile ton bas ton élevé	**∅ bobina mobile:** toni bassi toni acuti	25 mm (63/64") 13,5 mm (34/64")
Impedanz / 800 Hz	impedance / 800 cps	impédance / 800 p/s	**Impedenze/800 Hz**	4 Ohm
Magn. Induktion Tiefton Hochton	gap flux density woofer tweeter	champs ton bas ton élevé	**Induz. magnetica:** toni bassi toni acuti	11 000 Gauss 10 000 Gauss
Magn. Fluß Tiefton Hochton	total gap flux woofer tweeter	champs total ton bas ton élevé	**Campo magnetico:** toni bassi toni acuti	54 000 Maxwell 11 000 Maxwell
Gewicht ohne Trafo, m. elektr. Weiche reinnetto netto m. Karton	weight without transf., with filter pure net net with cardboard box	poids sans transfo., avec filtre net réel net avec carton	**Peso senza trasf. con filtro:** Netto reale Netto con scatola di cartone	1,850 kg 2,300 kg

Questo altoparlante è reperibile presso tutte le sedi GBC a Lire 17.800 - prezzo di listino -

ISOPHON-WERKE G. m. b. H., Berlin-Tempelhof

Dr.-Nr. 42/18358

E' ovvio che un simile risultato sarà ottenuto per gradi, facendo piccoli ritocchi ora su un nucleo ora su l'altro.

Terminate le operazioni di taratura del rivelatore, riportare le connessioni allo zoccolo della valvola EF 85 nella condizione primitiva.

Fig. 8

ALLINEAMENTO DEI TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA PER FM.

Converrà innanzi tutto realizzare un « probe » identico a quello riportato in figura 9, costituito da un normale diodo al germanio tipo OA60, da un condensatore da 10 pF, e da due resistenze rispettivamente di 47 e 100 kohm.

Questo « probe » verrà collegato, con un capo, all'oscillografo e, con l'altro, alla placca delle valvole EF 85 (corrispondente al piedino 7 dello zoccolo che è a sua volta collegato al terminale 8 del **rivelatore a rapporto**).

Si inietti poi attraverso il cavetto che fa capo al terminale 5 del **Gruppo AF** della modulazione di frequenza, il segnale a 10,7 Mc/s dello **Sweep**.

Fig. 9

Ricordando che le bobine che interessano il 2° trasformatore di MF sono quelle contrassegnate sullo schema dalle lettere L11 e L12, si agirà sui loro rispettivi nuclei fino ad ottenere, con il massimo guadagno, una curva identica a quella di fig. 10.

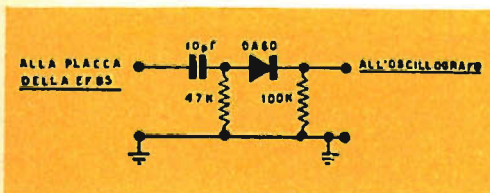
I due ginocchi dovranno trovarsi esattamente a più o meno 100 kHz rispetto alla frequenza centrale di 10,7 MHz, ora, se l'allineamento è stato effettuato in modo ortodosso, iniettando segnali **Marker** con frequenze di 10,6 e 10,8 MHz, dovranno comparire in coincidenza dei due ginocchi della curva due caratteristici « **pip** ».

La taratura del primo trasformatore di media frequenza FM verrà eseguita con identica procedura tenendo presente che il segnale dello Sweep dovrà essere iniettato nel punto TP, chiaramente visibile negli schemi, e facilmente accessibile tanto dalla parte superiore quanto da quella inferiore dello chassis.

Fig. 10

Questo trasformatore che, come abbiamo già detto, è situato sul **gruppo AF** figura 1, è quello contraddistinto dalle lettere L7 e L8.

ALLINEAMENTO DELL'ALTA FREQUENZA ONDE MEDIE E CORTE.

Per eseguire l'allineamento dei circuiti ad AF delle Onde Medie e di quelle Corte si userà un generatore modulato collegato all'antenna ed un misuratore di uscita posto in parallelo alla bobina mobile dell'altoparlante.

Si procederà prima all'allineamento del **punto basso** della scala delle Onde Medie.

Per fare questo, sintonizzare sia il generatore quanto il ricevitore su 500 metri (600 kHz), agire poi sui nuclei della bobina oscillatrice L1 e su quello della bobina di entrata L3, fino ad ottenere la massima uscita.

Passare quindi all'allineamento del punto alto sintonizzando generatore e ricevitore su 250 metri (1200 kHz).

In questo caso, ferma restando la posizione dei nuclei, i ritocchi verranno fatti agendo sui compensatori C1 dell'oscillatore e C3 del circuito di entrata, sempre per la massima uscita.

Ripetere ancora l'allineamento del punto basso e, nel caso sia necessario ancora un ritocco, ricontrollare anche l'allineamento del punto alto.

Per la gamma delle **onde corte** portare tanto il generatore di segnali quanto il ricevitore nella posizione corrispondente ai 50 metri (6000 kHz) e regolare per la massima uscita prima il nucleo della bobina oscillatrice L2 e poi quello della bobina di entrata L4.

Successivamente sintonizzarsi su 20 metri (15.000 kHz) regolando i compensatori dell'oscillatore e di entrata, C2 e C4, sempre per il massimo di uscita.

ALLINEAMENTO DEI CIRCUITI DELL'OSCILLATORE PER MODULAZIONE DI FREQUENZA

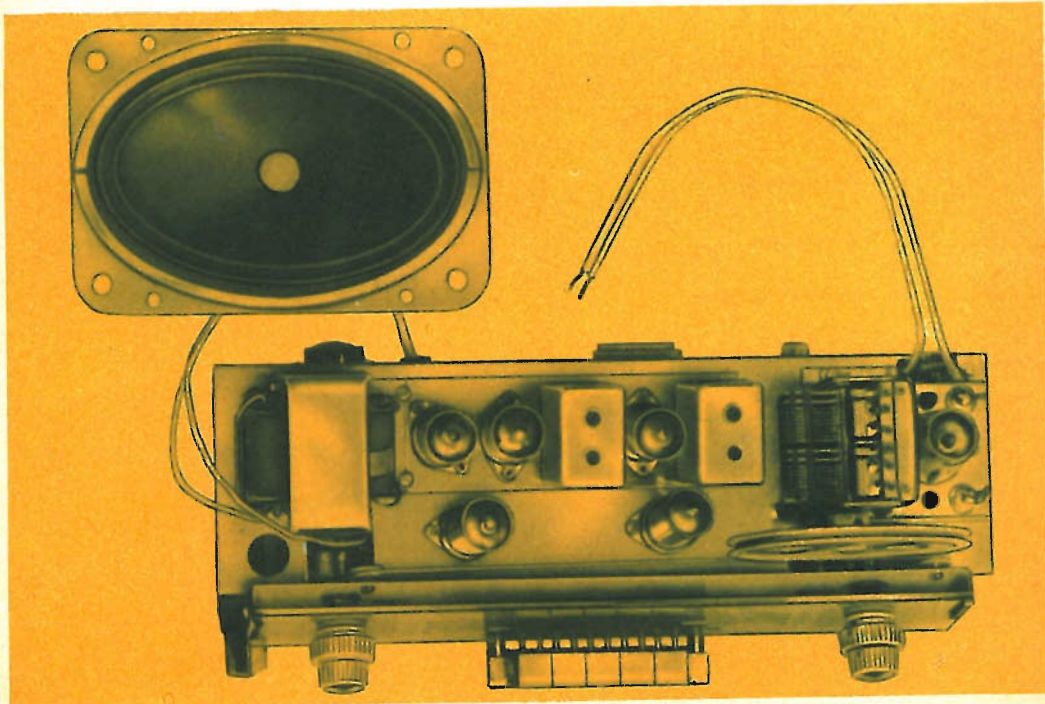
L'allineamento dei circuiti dell'oscillatore per la modulazione di frequenza si effettuerà mediante l'uso di un generatore di segnali modulato e di un misuratore di uscita.

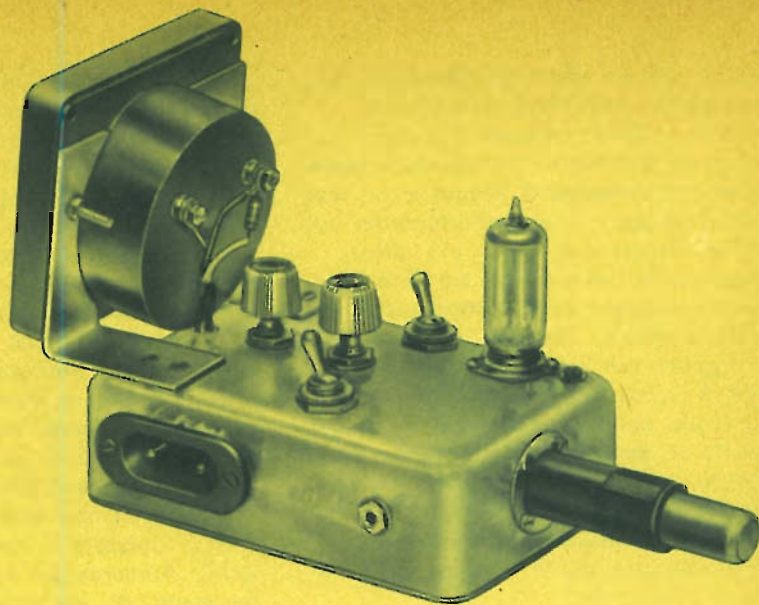
Il generatore di segnali verrà applicato al circuito d'antenna FM con accoppiamento piuttosto lasco.

Si sintonizzeranno tanto il ricevitore quanto il generatore sulla frequenza di 90 MHz (cioè con variabile quasi chiuso) regolando i nuclei delle bobine L6 e L5 fino ad ottenere la massima uscita.

Dopo tale operazione si passerà sulla frequenza di 100 MHz, cioè con variabile del ricevitore quasi del tutto aperto, e sempre per la massima uscita, si agirà sui compensatori C6 e C5.

Anche queste operazioni dovranno essere ripetute più volte e cioè fino all'allineamento perfetto dei circuiti.

Terminate le operazioni e controllato il buon rendimento del ricevitore, è buona norma fissare i nuclei ferromagnetici con della cera e bloccare i dadi dei compensatori.

ELENCO DEL MATERIALE
NECESSARIO PER IL MONTAGGIO DELLA SM/3368

Num. Catalogo	N. Pezzi	DENOMINAZIONE
U/31	1	Mobiletto
O/937	1	Telaio
O/835	1	Cristallo
O/463	1	Gruppo di A.F. per F.M.
O/464	1	Panello di media frequenza
O/462	1	Tastiera Gruppo O.M. - F.M.
H/186	1	Autotrasformatore di alimentaz.
F/64	2	Manopole
F/65	2	Piattelli
H/86	1	Trasformatore d'uscita
A/306	1	Altoparlante ellittico
D/294	1	Potenziometro doppio 0,5 + 0,5 MOhm
G799	1	Boccola per antenna
G2568/3	1	Coppia spine TV 300 Ohm
G/403	2	Portalampade
G1701	2	Lampadine
C/222	1	Cordone con spina
G2646	2	Zoccoli Noval
B/521	1	Condensatore da 40 + 40 μF 250 V.
B/233	2	Condensatore da 15.000 pF
B/202	2	Condensatore da 10.000 pF
B/201	2	Condensatore da 2.000 pF
B/16	1	Condensatore ceramica da 4.700 pF
B/15	1	Condensatore ceramica da 200 pF
B/15	1	Condensatore ceramica da 100 pF
B/15	1	Condensatore ceramica da 47 pF
B/82	1	Condensatore a mica da 250 pF
B/82	1	Condensatore a mica da 200 pF
D/74	1	Resistenza a filo da 1.000 Ohm 3 W.
D/33	1	Resistenza da 1.000 Ohm
D/33	2	Resistenza da 22.000 Ohm
D/33	1	Resistenza da 33.000 Ohm
D/33	1	Resistenza da 47.000 Ohm
D/33	1	Resistenza da 1 Mohm
		FILO - STAGNO - TUBETTO VITI E DADI - MINUTERIE VARIE
	1	Valvola ECC85
	1	Valvola ECH81
	1	Valvola EF85
	1	Valvola EABC80
	1	Valvola EL84
	1	Valvola EZ80

I RIVELATORI DI RADIAZIONI ED I CONTATORI DI GEIGER

Le recenti esplosioni atomiche, che hanno creato in alcune regioni, un anormale aumento della radioattività generale, hanno suscitato molte preoccupazioni e una psicosi del controllo che si è estesa anche in zone lontane dal pericolo vero e proprio di contaminazione.

La sorveglianza del tasso di radioattività si è quindi generalmente accentuato, e non solo da parte di enti pubblici, ma anche di privati, ed è recente la notizia che in Olanda, in pochi giorni, siano stati venduti oltre 700 contatori Geiger.

Anche in Italia il valore della radioattività è costantemente seguita; in alcuni luoghi si sono constatati degli aumenti notevoli, come ad es. nella zona di Catania dove, oltre alla radioattività artificiale provocata dalla caduta dei residui delle esplosioni termonucleari, è presente nell'atmosfera anche una elevata percentuale di radioattività naturale dovuta alla vicinanza di un vulcano attivo come l'Etna.

Alla fine dello scorso novembre, la somma delle due radioattività — naturale e artificiale — nella zona di Catania, ha infatti raggiunto il quarto del valore della radioattività che, secondo convenzioni internazionali, determina lo stato di preallerta. L'attività plurimillenaria dell'Etna ha poi provocato depositi di radioattività nelle cave della zona, tali da rendere notevolmente radioattivi anche i materiali edilizi.

Normalmente, lo stato di preallerta dovrebbe verificarsi per una intensità 500-600 micro-microCurie per metro cubo di aria. E' pertanto opportuno, oltre che è attuale, ricordare come si effettui la misura della radioattività, e come un radioamatore possa realizzare, non un giocattolo come quelli venduti a poco prezzo negli Stati Uniti d'America ed in Europa, ma un ap-

parecchio che sia effettivamente adatto alla misura della radioattività atmosferica.

La misura della radioattività, viene generalmente effettuata con **camere a ionizzazione**, con **contatori di Geiger** e con **tubi a scintillazione**; noi ci soffermeremo sui contatori Geiger che sono i più diffusi.

Misurare la radioattività, significa effettuare il conteggio delle particelle elementari come fotoni, elettroni, ecc., presenti in maggiore od in minore quantità, nell'unità di tempo, sul dispositivo di misura.

Lo scopo del tubo contatore di Geiger è quello di **contare numericamente** dette particelle, sommandole come in un pallottoliere, o contandole indirettamente come cioè se esse venissero versate in un vaso, e desumendone poi il loro numero dell'altezza raggiunta.

Il tubo di Geiger

Il tubo più comune è quello cilindrico, schematicamente mostrato nella fig. 1, nella quale si vedono due elettrodi, uno cilindrico C — negativo, catodo — di metallo leggero e di spessore assai piccolo, inferiore al decimo di millimetro, ed uno positivo F, anodo costituito da un filo di tungsteno di piccolo diametro, disposto nell'asse del cilindro. Gli elettrodi vanno connessi con la polarità indicata, ad una sorgente di alta tensione, dai 350 ai 1.700 V a seconda dei casi, e racchiusi in un tubo contenente un miscuglio gassoso (alla pressione di circa dieci centimetri di mercurio), costituito, dal 90% di argon e dal 10% di alcool etilico.

Essendo gli elettrodi paralleli fra loro, l'insieme si presenta come un condensatore ad elettrodi dissimetrici, ciò che dà luogo ad una variazione molto rapida del campo elettrico nella regione vicina all'elettrodo positivo.

Ponendo nelle vicinanze del tubo una sorgente ionizzante anche infinitesima, di valore costante, vediamo come varia la carica acquistata dall'elettrodo centrale, in funzione della tensione applicata, ammettendo, per poter chiarire lo studio del fenomeno, che detta tensione venga applicata agli elettrodi progressivamente, assumendo quindi via via valori sempre più alti.

Quando la tensione passa da un valore zero a V_1, la carica acquistata dall'elettrodo positivo aumenta regolarmente ; durante tale periodo solo una parte degli **ioni primari** è assorbita.

A partire da V_1 in poi, tutti gli ioni primari sono assorbiti ed essendo questi in numero fisso, la carica non aumenta più (regime di saturazione del tubo).

Raggiunto un potenziale V_2, i fenomeni si modificano perchè la carica cresce di nuovo con il potenziale con un andamento pressochè lineare, dovuto alla **ionizzazione secondaria.** Questa trae origine dal fatto che un elettrone di un atomo gassoso raggiunto dalla particella ionizzante, è accelerato dal campo elettrico elevato, e può quindi ionizzare a sua volta molti atomi vicini. Aumentando ancora la tensione, i fenomeni di ionizzazione secondaria si accentuano fino ad un potenziale V_3 dopo il quale si entra nella cosidetta **regione di Geiger,** nella quale il tubo funziona effettivamente da contatore.

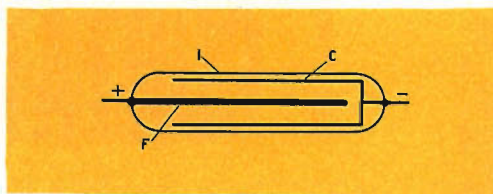



Fig. 1

In tale regione la ionizzazione secondaria si manifesta con una accentuazione tale che un elettrone primario produce, in un tempo molto breve e indipendentemente dalla ionizzazione primaria, un numero considerevole di elettroni secondari, dando luogo alla cosidetta **scarica o valanga di Townsend.**

Il tubo di Geiger non può quindi di per se stesso distinguere le particelle α, β e γ incidenti.

Gli elettroni captati dall'elettrodo centrale o anodo, diminuiscono bruscamente il potenziale di questo che ritorna più lentamente al valore iniziale, e questa variazione di tensione costituisce l'**impulso** del contatore con una forma che, vista all'oscilloscopio, è simile a quella indicata nella fig. 2.

Il ritorno al valore normale del potenziale, ha un andamento esponenziale, e la durata totale del fenomeno è dell'ordine di un centinaio di microsecondi dei quali

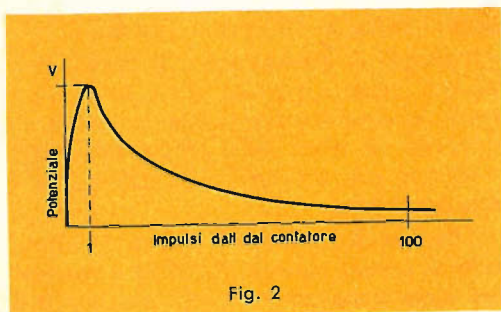



Fig. 2

uno per la diminuzione brusca della tensione, e novantanove per la rimonta.

Fin tanto che si sta nella regione di Geiger, per una stessa sorgente radioattiva gli impulsi hanno tutti la stessa ampiezza, l'ampiezza degli impulsi può essere di vari Volt per un solo elettrone che raggiunge l'elettrodo centrale. Vedremo fra poco come possono essere utilizzati questi impulsi, dovendo per ora continuare a considerare il funzionamento del tubo. La ionizzazione a valanga fa depositare sull'elettrodo centrale una grande quantità di ioni positivi disposti a strato sull'anodo, il quale strato modifica considerevolmente il campo elettrico attorno a tale elettrodo, ed impedisce quindi la formazione di nuove valanghe. Si ha così una interruzione degli impulsi per azione esterna, la quale interruzione dura fino a quando lo strato di ioni positivi non si sia tutto spostato verso il catodo, il che avviene lentamente. Ma per ragioni che non stiamo qui a spiegare, l'arrivo degli ioni positivi sul catodo, può dar luogo a nuove valanghe indipendentemente da qualsiasi azione esterna, ossia ad una auto oscillazione del tubo, fenomeno questo che è assolutamente necessario arrestare. Questa estinzione della scarica può essere ottenuta o con mezzi elettrici esterni, o con mezzi interni adoperando uno speciale gas per il riempimento del tubo, ed in tal caso il tubo di Geiger si dice ad **auto spegnimento.** In tal caso è aggiunta ai gas citati, una proporzione dal 5 al 20% di gas o di vapori organici poliatomici, la presenza dei quali, secondo Trost che ne scoprì le qualità, è più che sufficiente per l'estinzione, impedendo la produzione di fotoni che sono la causa principale dell'innesco delle oscillazioni: però a questo effetto si accompagna anche la distruzione delle molecole poliatomiche, per cui un tubo ad auto-spegnimento ha una durata limitata in confronto degli altri, approssimativamente di $10^8 \div 10^{10}$ impulsi.

Caratteristiche di un tubo di Geiger

Nella fig. 3 è mostrata la curva caratteristica di un tubo di Geiger ad auto spegnimento — Philips 18505 — essa esprime la relazione che esiste fra la tensione tra gli elettrodi ed il numero degli impulsi che possono essere registrati nell'unità di tempo.

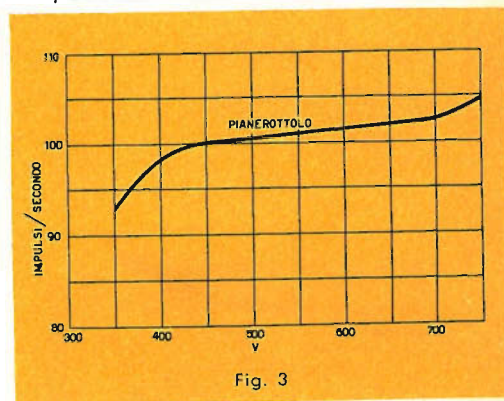



Fig. 3

Se disponiamo il tubo nelle vicinanze di una sorgente radioattiva, noteremo che fino ad un certo valore della tensione — nel caso particolare circa 300 V — il numeratore accoppiato al tubo non registra alcun colpo, in quanto non si è ancora giunti nella **regione di Geiger,** mentre, successivamente, il numero dei colpi registrati nell'unità di tempo aumenta con la tensione fino ad un determinato valore di questa — nel caso in questione 400 V.

Dopo questo valore il numero dei colpi registrati praticamente non cambia, e ciò anche per un ulteriore aumento della tensione fino a 450 ÷ 600 V, dopo di che aumenta rapidamente ed in modo incostante.

Il tratto quasi orizzontale della curva è chiamato **pianerottolo** o **plateau,** ed un tubo di Geiger è tanto più apprezzabile quanto minore è la pendenza del pianerottolo, espressa normalmente in percentuale dei Volt medi del pianerottolo: ad una minore pendenza si accoppia però, generalmente, una minore durata della vita del tubo. La tensione migliore di funzionamento del Geiger è evidentemente al centro del pianerottolo, e nel caso del « 18505 » di 550 V. Non lavorando con tale tensione, gli impulsi avranno una ampiezza variabile, ed una certa percentuale degli stessi può quindi non far funzionare il sistema di numerazione, o dar luogo ad errori nella misura effettuata con sistema ad integrazione.

Un tubo di Geiger ha quattro costanti:

a) tempo morto,

b) tempo di restituzione,

c) tempo di risoluzione,

d) sottofondo.

Aspetto frontale di un contatore di Geiger

Il **tempo morto** è il tempo durante il quale il tubo, dopo aver registrato un impulso, è praticamente insensibile ad una nuova particella ionizzante che possa raggiungerlo, e tale tempo si aggira normalmente intorno ai 100 microsecondi;

Il **tempo di restituzione** è il tempo necessario perchè il tubo, dopo aver registrato un impulso, sia di nuovo capace di produrne un altro della stessa ampiezza in seguito alla azione di una nuova particella ionizzante;

Il **tempo di risoluzione** è invece l'intervallo di tempo minimo che deve separare due impulsi perchè entrambi possano essere registrati dal sistema di numerazione o di conteggio.

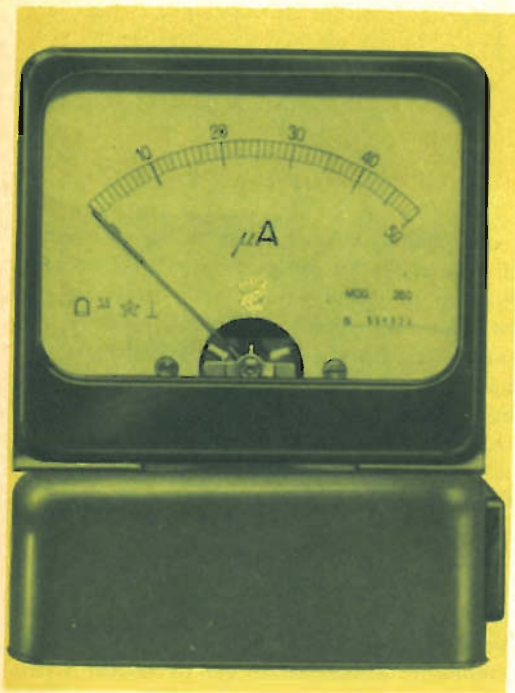
Il tempo di risoluzione è sempre maggiore del tempo di restituzione, e quest'ultimo è più grande del tempo morto.

Sottofondo: è il numero degli impulsi nella unità di tempo che il tubo dà indipendentemente dalla presenza di una sorgente radioattiva.

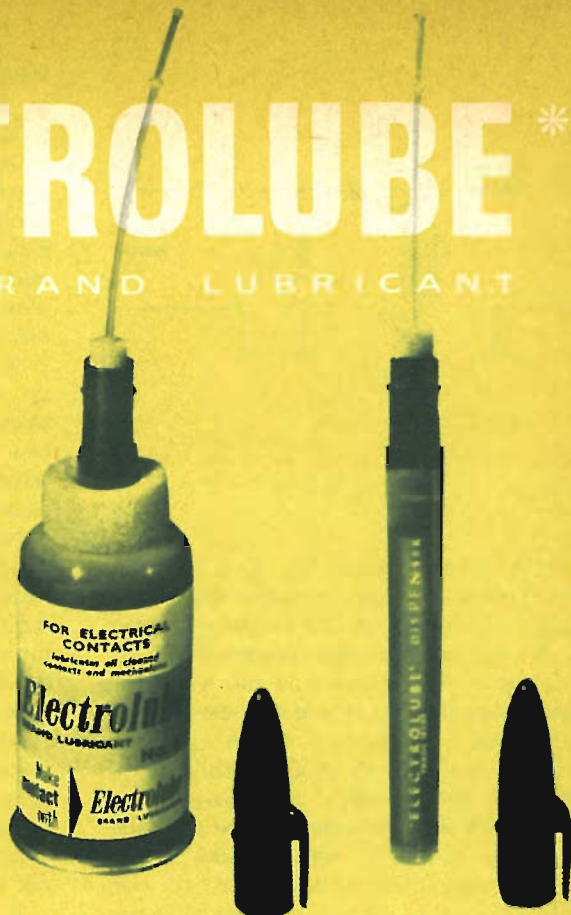
UTILIZZAZIONE DEGLI IMPULSI LIMITATORE

Gli impulsi prodotti nel tubo possono essere trasmessi al circuito di misura con il classico accoppiamento resistenza capacità, oppure direttamente e quindi senza la introduzione di elementi con costante di tempo, sia nel caso che l'organo comandato sia un tubo elettronico, a vuoto od a gas, quanto se sia un transistore.

Per poter effettuare un conteggio per quanto più possibile, esatto, in special modo nel caso di misura per integrazione, è necessario che l'organo comandato dal tubo dia dei segnali che corrispondano agli impulsi ricevuti come quantità, ma che siano indipendenti dalla ampiezza degli impulsi stessi, in modo da poter registrare egualmente sia gli impulsi dovuti a sorgenti deboli, quanto a sorgenti di valore elevato.

E' cioè necessario che l'organo comandato funzioni da limitatore, e questa condizione può essere facilmente ottenuta sia con tubi elettronici che con transistori.

ELECTROLUBE*

BRAND LUBRICANT

PARTICOLARMENTE STUDIATO PER I SELETTORI UHF - VHF
INDISPENSABILE NEL VOSTRO LABORATORIO

Il NUOVO lubrificante creato per l'industria ELETTRO-MECCANICA. Eccezionalmente efficiente questo prodotto presenta le seguenti caratteristiche:

Per niente tossico - Chimicamente inerte - Privo di carbone - Non asciuga - Respinge l'acqua - Protegge le superfici dalle corrosioni e dalle ossidazioni - Indicato per i contatti ad arco ed elettrici - Con resistenza elettrica più bassa di qualsiasi lubrificante liquido - In pratici e originali contenitori.

REGISTERED
TRADE MARK

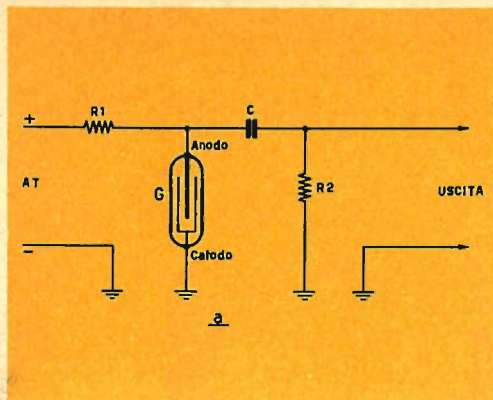



Fig. 4

Nello schema della fig. 4, è mostrato uno schema di accoppiamento del tubo di Geiger al circuito di utilizzazione, a mezzo di una rete a resistenza-capacità.

Questa disposizione è la più adoperata perchè permette di tenere connesso a massa il catodo del tubo, il che è molto importante nel caso di sonde mobili: la costante di tempo della rete deve essere minore del tempo di restituzione del tubo. La brusca caduta di tensione che si produce ai capi della resistenza r_1 ad ogni scarica del tubo, viene trasmessa all'uscita, e cioè ai capi della resistenza r_2, attraverso il condensatore C il quale, insieme alle resistenze r_1 ed r_2, deve dar luogo come si è detto, ad una costante di tempo minore del tempo di restituzione, perchè possano essere registrati tutti gli impulsi che il tubo può produrre.

Un esempio di accoppiamento diretto e cioè senza costante di tempo apprezzabile, è mostrato nella fig. 5 nella quale il tubo di Geiger G è direttamente connesso, attraverso la resistenza r_1, alla base del transistore T_r montato a collettore comune e polarizzato dalla resistenza r_3.

L'uscita è prelevata ai capi della resistenza di emettitore r_2. Con questa disposizione il transistore T_r può funzionare ottimamente da limitatore. Consideriamo infatti di voler utilizzare a livello costante tutti gli impulsi di valore non inferiore ad 1 volt che si stabiliscono ai capi della resistenza r_1 ad ogni scarica nel tubo, tenendo presente che ad ogni impulso, la base del transistore viene polarizzata positivamente con conseguente interdizione del transistore stesso, del tipo P N P.

Tenendo presente che in un montaggio a collettore comune, il guadagno è di circa l'unità, l'ingresso è ad impedenza elevata e l'uscita è a bassa impedenza, l'accoppiamento viene sfruttato bene, essendo r_1 di elevato valore. Se la tensione di alimentazione del transistore è dell'ordine di 2 o di 3 volt, si può dare alla resistenza r_3 un valore atto a far circolare nel transistore una corrente tale da dar luogo ai capi della resistenza r_2, ad una caduta di tensione di 1 volt, quando nessuna altra polarizzazione è applicata alla base.

Ne segue che sulla base stessa, venendo questa polarizzata positivamente ad ogni impulso del tubo, sarà sufficiente una d.d.p. di 1 volt per interdire il transistore, tutti i valori più alti della d.d.p. non potendo portare che alla stessa interdizione.

Si otterrà quindi ai capi di r_2 nei periodi di riposo, una tensione di 1 V su bassa impedenza, e ad ogni scarica del tubo, una tensione tendente a zero gli impulsi ai capi di r_2 avranno quindi tutti la stessa ampiezza per qualsiasi valore degli impulsi del tubo superiori ad 1 volt.

E' evidente che disponendo di seguito di un amplificatore, il limitatore può essere regolato per tensioni più basse, e quindi il livellamento può essere efficace anche per radiazioni incidenti molto deboli.

Un altro tipo di limitatore che porta però ad una minore sensibilità del misuratore, è dato dal tubo a gas a catodo freddo

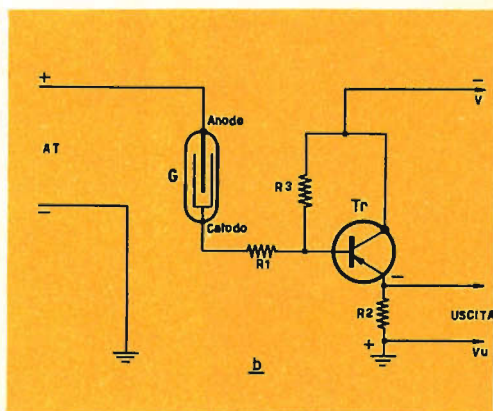



Fig. 5

che è una specie di piccolo thyratron avente tre elettrodi, e cioè un anodo, un catodo ed un elettrodo di controllo detto **starter.**

Applicata una tensione fra anodo e catodo, non si ha nessuna scarica nel tubo fino a che il potenziale dello starter non raggiunge un determinato valore positivo rispetto al catodo.

Si giunge così alla **conduzione** del tubo la quale è indipendente dal valore della tensione applicata allo starter, e continua a persistere anche dopo che il potenziale dello starter è stato riportato al di sotto del valore di ignizione. Il tubo a gas a catodo freddo può quindi funzionare da limitatore perchè la corrente percorrente il circuito anodo-catodo è indipendente dalla tensione applicata sull'elettrodo di controllo, ma bisogna disporre le cose in modo che il tubo si estingua da se al cessare della causa che ha dato luogo alla ignizione.

La fig. 6 mostra lo schema del più semplice misuratore di Geiger ad integrazione adattissimo per un apparecchio portatile, costituito appunto da un tubo di Geiger, da un tubo a gas a catodo freddo, da uno strumento indicatore, due condensatori e quattro resistenze.

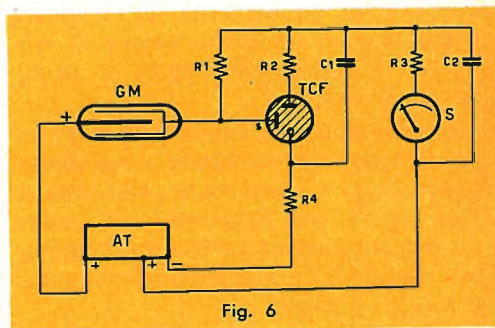
L'accoppiamento fra i due tubi è diretto, e la polarizzazione dello starter è automaticamente assicurata dalla resistenza r_1 dell'ordine di un centinaio di megaohm. Adoperando un tubo a gas Philips « 5823 » la tensione anodica media di questo è di 130 volt, e la tensione di ignizione sullo starter è di 61 volt: la resistenza r_1 deve quindi mantenere permanentemente lo starter ad un potenziale positivo rispetto al catodo, leggermente al disotto dei 60 Volt, in modo che ogni impulso positivo proveniente dal Geiger e di valore superiore alla differenza fra la tensione di ignizione e la tensione permanente di polarizzazione, dia luogo alla conduzione del tubo a gas.

La suddetta differenza essendo praticamente costante, permette al tubo di funzionare ottimamente da limitatore.

Quando il Geiger viene colpito da una particella ionizzante, il potenziale dello starter aumenta ed il tubo a gas conduce, provocando la scarica del condensatore C_1, attraverso il tubo, fino a quando la tensione ai capi dello stesso raggiunge il valore minimo necessario per il mantenimento della conduzione, e cioè 62 Volt. Il « 5823 » quindi si spegne e permette al condensatore C_1 di ricaricarsi, ed all'apparecchio di essere pronto a segnalare una nuova scarica nel Geiger: ne segue che ad ogni conduzione del tubo, una carica pari a

$$C \times (130\text{-}62) = 68\ C,$$

è prelevata dalla alimentazione attraverso il microamperometro G. Le deviazioni successive integrate dal condensatore C_2, si

Fig. 6

traducono in una media che corrisponde al numero di scariche nell'unità di tempo del tubo di Geiger, e cioè alla intensità della sorgente di radiazioni.

E' evidente che la sensibilità dell'apparecchio dipende dal valore della resistenza r_1 che deve essere ben regolato e stabile. Altri valori: $r_2 = 22\ k\Omega$; $r_4 = 3{,}3\ k\Omega$.

ALTRE CONDIZIONI SUI MISURATORI DI GEIGER

Abbiamo visto quali sono le funzioni del limitatore che rende gli impulsi di misura, indipendenti dall'ampiezza degli impulsi dati dal Geiger: questi ultimi, se il pianerottolo ha una certa pendenza, non sono indipendenti dalla tensione di alimentazione del tubo, e d'altra parte è sempre opportuno che il valore di tale tensione coincida con il centro del pianerottolo. E' pertanto conveniente stabilizzare la tensione di alimentazione, e ciò è sempre fatto negli apparecchi di una certa classe, anche portatili.

La stabilizzazione classica è fatta con un tubo a scarica in idrogeno, ad effetto corona, posto in parallelo alla alimentazione.

La corrente di lavoro è dell'ordine di pochi microampere, e la stabilizzazione è effettivamente fatta a tensione fissa per valori della alimentazione varianti entro il ± 30%. L'impedenza del tubo diminuisce con l'aumentare della corrente, ed è evidentemente del tutto indipendente dalla legge di Ohm: il valore in ohm, della impedenza, è circa 80 volte la tensione di lavoro. A 1.000 volt, quindi, è di 80 kΩ.

Un altro tipo di stabilizzazione, detta a diodo, può essere montata, come vedremo in seguito, direttamente sull'oscillatore a transistore di un trasformatore di tensioni continue, con il vantaggio di un miglior rendimento.

Abbiamo detto che il conteggio degli impulsi può essere fatto sia per integrazione, leggendone il numero medio nell'unità di tempo su di uno strumento ad indice, quanto effettuandone realmente il conteggio a mezzo di un numeratore meccanico, elettronico, o misto.

Nel caso del numeratore meccanico che può essere comandato da un adatto amplificatore posto di seguito al dispositivo limitatore, la massima frequenza di conteggio che può essere realizzata è di 20 a 25 colpi al secondo, per cui, volendo seguire velocità maggiori, bisogna aggiungere all'amplificatore uno o più circuiti demoltiplicatori — flip-flop — ed in tal caso la lettura andrà moltiplicata per 2 o per 4 o per 8, a seconda che i circuiti demoltiplicatori siano uno, o due, o tre. Adoperando un numeratore elettronico, può invece essere seguita qualsiasi frequenza, limitata soltanto dal valore del tempo di risoluzione.

Circa la lettura per integrazione, la scala dello strumento può essere senz'altro tarata in impulsi per minuto primo, od al minuto secondo, oppure, quando sia conosciuta la costante del tubo, la taratura può essere fatta direttamene in milli od in micro-Curie, o in milliRoentgens all'ora.

Un Roentgens/ora corrisponde a 6.10^6 impulsi al minuto, tutti utilizzati.

Per la taratura in milli od in microCurie, bisogna tener presente che 1 Curie corrisponde alla radiazione di un grammo di radio, equivalente a $3,7.10^{10}$ atomi al secondo.

Un milliCurie corrisponde alle radiazioni di un milligrammo di radio e cioè: $3,7.10^7$ atomi al secondo, ed un microCurie ad atomi al secondo $3,7.10^4$. La percentuale di raggi β e γ nelle radiazioni del radio, è: per β del 3%, e per γ del 2%: un microCurie corrisponde quindi, per $\beta + \gamma$, a $7,4.10^2 = 740$ particelle al secondo, tutte utilizzate.

Poichè il coefficiente o costante di utilizzazione di un tubo Geiger è diverso tipo per tipo, la taratura di uno strumento in microCurie od in milliRoentgens, va fatta per quel particolare tubo, e non è più attendibile con la sostituzione di quest'ultimo, per cui normalmente la taratura va fata, in varie scale, in impulsi al minuto primo, per es. 0-120; 0-600; 0-1200, ecc. oppure in impulsi al secondo.

Il contatore di Geiger si realizza di solito in forma portatile, e quando sia munito di una sufficiente amplificazione, ha una ampia flessibilità d'uso e quindi grandi possibilità d'impiego.

Può essere normalmente adoperato nei seguenti casi:

— rivelatore di contaminazione radioattiva in laboratori, cliniche, industrie, ecc.;

— misuratore di intensità per laboratori radiologici e radiografici, e per laboratori nei quali siano conservati o utilizzati isotopi radioattivi;

— rivelatore o misuratore per applicazioni radioattive nel campo clinico, potendo essere adoperate sonde adatte, a seconda delle necessità. Un apparecchio portatile o trasportabile. che sia indipendente come alimentazione, è molto utile per il medico sia nel proprio studio quanto nelle cliniche. Può, se nel caso, essere portato anche nella camera del malato;

— rivelatore e misuratore di radioattività per liquidi e gas;

— rivelatore e misuratore per ricerche geologiche e minerarie, sistematiche e pianificate, per la ricerca di minerali di uranio, ecc.;
— rivelatore e misuratore per le più varie applicazioni dei radio isotopi nell'industria e nell'agricoltura.

la corrente rete a 220 volt, senza alcun trasformatore.

Lo schema è mostrato nella fig. 7 e, come vedesi, non richiede molto materiale, del quale peraltro diamo più oltre l'elenco completo.

La tensione di rete a 220 volt, attraverso un interruttore ed una resistenza di 15 kΩ che praticamente separa l'apparecchio dalla linea, alimenta un raddrizzatore-duplicatore di tensione costituito da due diodi Raytheon o simili da 400 volt e da due capacità di 0,25 microfarad cadauna. Attraverso un primo partitore di tensione ed un condensatore, viene alimentato l'anodo del tubo a gas, mentre lo starter dello stesso riceve la giusta tensione attraverso un secondo partitore ed una capacità di 20 KpF. Lo starter riceve poi gli impulsi dal catodo del Geiger attraverso una resistenza di 2,2 MΩ, l'anodo del Geiger essendo alimentato da un terzo partitore a tensione regolabile con il potenziometro da 1 MΩ connesso a resistenza variabile.

Fig. 7

Nella prima, i radio isotopi vengono adoperati, ad esempio, per misure dello spessore di laminati plastici e per seguire determinati processi, nonchè nella lavorazione della carta e degli stessi laminati plastici, per provocare la dispersione delle cariche elettrostatiche che facilmente si formano raggiungendo elevati valori.

MISURATORE DI GEIGER CON TUBO A CATODO FREDDO, PER USI INDICATIVI

Parlando dei limitatori, abbiamo accennato ad un montaggio con tubo a gas: prima di descrivere un misuratore di Geiger vero e proprio, munito di amplificatore e quindi atto alla maggior parte dei casi precedentemente indicati, diamo lo schema per la realizzazione pratica di un apparecchio con tubo a gas di semplicissima costruzione, direttamente alimentabile dal-

Lo strumento è inserito sul circuito del catodo del tubo a gas con costante di tempo, per la integrazione, data una capacità di 100 μF, e con la possibilità di

due scale, una per alta e l'altra per bassa intensità, ottenibili con la inserzione od il corto circuito, di una resistenza di 2 kΩ.

In parallelo ad una resistenza compresa nello stesso circuito, ma al di fuori di quello di integrazione, può essere montato un auricolare attraverso un condensatore, per poter discernere acusticamente gli impulsi del Geiger. Volendo realizzare un apparecchio veramente economico ma per cui il tubo di Geiger non viene a lavorare precisamente nel centro del pianerottolo, ma data la piccola pendenza di questo, la cosa non dà luogo ad inconvenienti, ed è d'altra parte giustificata dalla grande semplicità dell'apparecchio. Di questo mostreremo in altro articolo un montaggio pratico e verranno forniti dati per una buona messa a punto e per la taratura della doppia scala.

MATERIALE OCCORRENTE

n. 1 tubo di Geiger Philips 18503;
n. 1 tubo a gas Philips a catodo freddo, 5823;
n. 1 microamperometro T/493 da 100 μA GBC;
n. 2 diodi 1N540 Raytheon - Elsi, o simili;
n. 2 condensatori da 0,25 μF, 1000 V, B/281;
n. 1 condensatore da 100 μF, 25 V, B/347;
n. 1 condensatore da 47 kpF, 400 V, B/261;
n. 1 condensatore da 4,7 kpF, ceramico, B/16;
n. 1 condensatore da 47 pF, ceramico, B/15;
n. 1 condensatore da 20 pF, ceramico, B/15;
n. 2 interruttori unipolari, G/1109;
n. 1 resistenza Morganite 2 kΩ, 5 %, D/31;
n. 2 resistenze Morganite 3,3 kΩ, 5 %, D/31;
n. 2 resistenza Morganite 0,47 MΩ, 5 %, D/31;
n. 1 resistenza Morganite 0,68 MΩ, 5 %, D/31;
n. 2 resistenze Morganite 2,2 MΩ, 5 %, D/31;
n. 1 resistenza Morganite 4,7 MΩ, 5 %, D/31;
n. 1 resistenza Morganite 10 MΩ, 5 %, D/31;
n. 1 potenziometro da 10 MΩ, D/212;
n. 1 potenziometro da 1 MΩ, D/212.
Oltre ad altro materiale vario per il montaggio.

atto al solo ascolto, lo strumento può essere eliminato insieme al condensatore da 100 μF, ed all'interruttore di corto circuito della resistenza di 2 kΩ, lasciando inserita solo quest'ultima. La impedenza dell'auricolare deve essere di almeno 2.000 Ω.

Nel suindicato elenco è stata esclusa la resistenza di 15 MΩ posta sul lato caldo del secondo partitore, e sostituita con una resistenza da 10 MΩ in serie ad un potenziometro da 10 MΩ connesso a resistenza variabile, e ciò allo scopo di rendere regolabile la polarizzazione dello starter del tubo a gas per poter raggiungere la più alta sensibilità possibile. La tensione ottenibile sul duplicatore, è di circa 490 Volt,

MISURATORE DI GEIGER A TRANSISTORI, PORTATILE, CON AMPLIFICATORE DELLA G.B.C. tipo Z/155-1.

E' l'apparecchio del quale abbiamo accennato all'inizio e che dà prestazioni veramente notevoli con mezzi limitati: comprende (vedi fig. 8) un limitatore ed un amplificatore di impulsi per il quale viene utilizzato il gruppo amplificatore Z/155-1 già descritto nel precedente numero, e che è costituito da due stadi ed accoppiamento diretto, con guadagno medio di 48 dB.

Non vi è pertanto nessuna capacità interposta fra il Geiger, o l'uscita dell'amplificatore, e la massima frequenza degli impulsi è limitata soltanto dal Geiger e non dalle costanti del circuito.

PRESENTIAMO LA REDAZIONE DELLA G.B.C. IN PIENA ATTIVITÀ
L'ALLESTIMENTO DEL "CATALOGO GENERALE" É ORMAI ULTIMATO
SI PREVEDE L'USCITA PER IL MESE DI APRILE

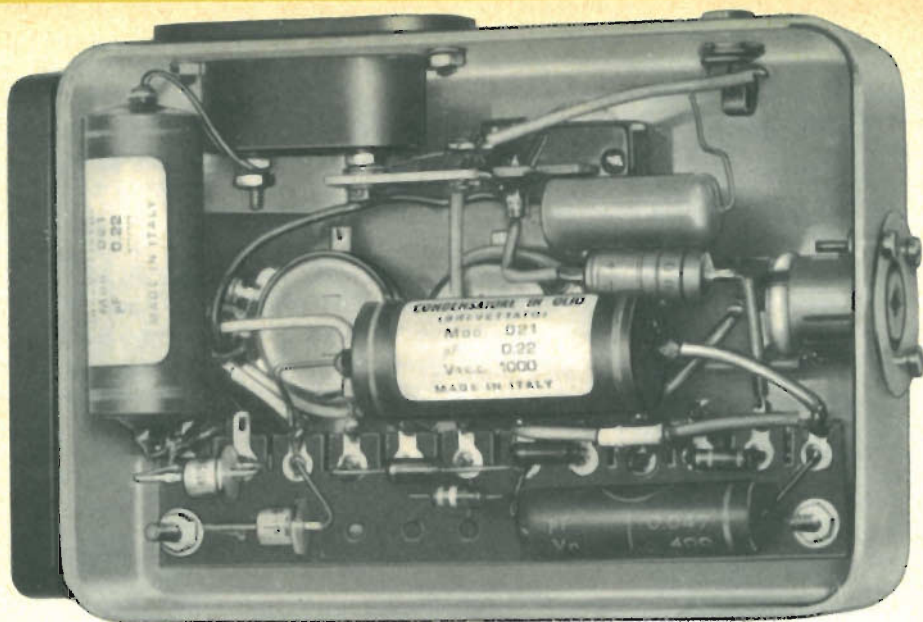
Dagli ultimi dati

L'ufficio stampa della R.A.I. ha comunicato che il numero degli abbonati alla televisione ha superato in Italia i tre milioni. Al 15 febbraio 1962, si registrano infatti 3.033.043 abbonati.

Il servizio opinioni della R.A.I. ha raccolto alcuni dati sul secondo programma televisivo che si riferiscono alla fine del gennaio u. s. Il numero delle famiglie che ricevevano a tale data con il loro apparecchio il secondo programma aveva raggiunto il milione, pari a circa il cinquanta per cento degli utenti dislocati nelle zone già servite dal secondo programma. La cifra non comprende i televisori installati nei pubblici esercizi.

Sempre a proposito del secondo programma televisivo, il servizio opinioni ha valutato che nella settimana 28 gennaio-3 febbraio le trasmissioni di apertura della serata hanno avuto un pubblico medio di un milione e mezzo di ascoltatori.

SCHEMA ELETTRICO DEL MISURATORE DI GEIGER A TRANSISTORI

Fig. 8

Veduta lato connessioni del contatore Geiger descritto

Anche il circuito integratore con relativo strumento, è stato realizzato in modo da ottenere il massimo rendimento ed un vasto campo di prestazioni. E' possibile anche l'ascolto dei colpi su un piccolo altoparlante.

Studiamone il funzionamento. L'alta tensione stabilizzata prodotta da un trasformatore di tensioni continue a transistori, del valore di circa 550 V, è applicata all'anodo del tubo Geiger 18505 il cui catodo, attraverso una resistenza di 10 MΩ, è connesso alla base del transistore limitatore 2N362, o simile, montato con collettore a massa come già descritto a proposito della fig. 4b. Poichè l'alimentazione è fatta a 9 V, con due batterie da 4,5 V in serie, il collettore del 2N362 è connesso ad un partitore di tensione costituito dalle resistenze r_6 ed r_4, da 1 W, rispettivamente di 470 e 220 Ω. Le resistenze di polarizzazione e di emettitore r_5 ed r_9, rispettivamente di 82 kΩ e di 1,2 kΩ, sono scelte in modo da ottenere ai capi della r_9, in riposo, una d.d.p. di 0,5 V, per cui il sistema invia, a valle, impulsi tutti eguali a tale valore, qualunque sia l'intensità delle radiazioni che colpiscono il Geiger.

Attraverso una resistenza r_7 di 1,2 kΩ, l'emettitore del limitatore è connesso con l'ingresso 5, in c.c., dell'amplificatore Z/155-1 alla cui uscita, da prelevarsi fra i piedini 6 e 7, la d.d.p. sarà di circa 0,1 V in periodo di riposo, mentre raggiungerà il valore massimo di 6 V ogni volta che un impulso verrà applicato sul limitatore.

Il circuito di collettore del transistore finale del gruppo Z/155-1 si chiude fra gli attacchi 1 e 3 dello stesso gruppo; interponendovi una metà dell'avvolgimento di un piccolo autotrasformatore con presa centrale, ciascuna parte dell'avvolgimento della impedenza di 12-15 Ω, l'altra metà essendo connessa ad un piccolo altoparlante della stessa impedenza di 15 Ω, ciascun impulso darà nell'altoparlante un colpo di discreta intensità. Non usufruendo del controllo acustico, il piedino 1 deve essere direttamente connesso con il piedino 3.

Attraverso una resistenza r_{10} ed un condensatore C_4, l'uscita dell'amplificatore è collegata con il circuito di misura costituito da due diodi al germanio, dal condensatore C_5, dal microamperometro S

shuntato dalla resistenza r_{14} e dal selettore di scala costituito da un commutatore a 5 posizioni e dalle relative resistenze. La capacità C_5 si carica ad ogni impulso e si scarica progressivamente sullo strumento S attraverso le resistenze limitatrici, per cui la posizione media dell'indice dello strumento sarà proporzionale alla frequenza degli impulsi, ossia al numero di questi nella unità di tempo. Ovviamente la deviazione media sarà tanto più piccola, a parità di frequenza, quanto maggiore sarà il valore della resistenza inclusa dal commutatore.

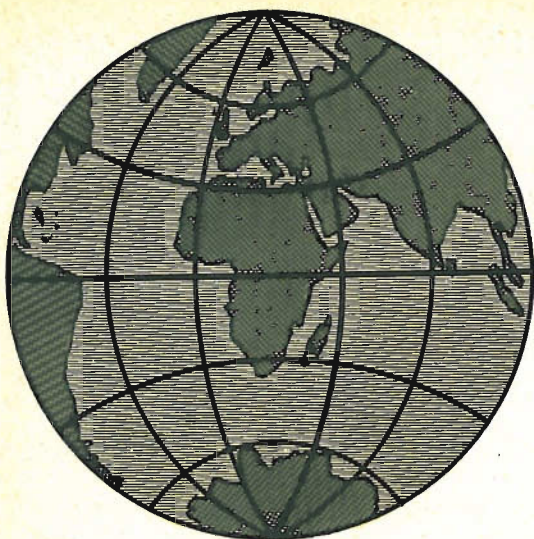
Preciseremo meglio il funzionamento di questo circuito di misura, nonchè dell'alimentatore di alta tensione, quando, in un prossimo numero, illustreremo il montaggio pratico dell'apparecchio e daremo ampi chiarimenti sulla messa a punto, sulla sensibilità minima e massima, e sulle scale dello strumento.

Diamo l'elenco delle varie parti, insistendo ancora una volta sul fatto che l'apparecchio realizzato in base allo schema descritto, è uno strumento serio, di uso generale, adatto per le misure più diverse e che potrà dare notevoli soddisfazioni.

U.G.

ELENCO DEL MATERIALE OCCORRENTE

- n. 1 tubo di Geiger Philips, 18505;
- n. 1 microamperometro da 50 μA, T/453;
- n. 1 amplificatori Z/155-1;
- n. 2 transistori 2N362 o equivalenti;
- n. 2 raddrizzatore al silicio 1N1764 Raytheon, o equivalenti;
- n. 1 raddrizzatori al silicio 1N536 Raytheon, o equivalenti;
- n. 2 raddrizzatori al germanio 1N295 o equivalenti;
- n. 1 trasformatore con nucleo in ferroxube 25/16 Philips FXC 3B3, con bobina 88488 ed insieme di montaggio IM25, con 4 avvolgimenti, come da schema;
- n. 1 interruttore bipolare G/1111;
- n. 1 interruttore unipolare G/1109;
- n. 1 condensatore C_4 ad alto isolamento, da 0,22 μF, B/190;
- n. 2 condensatori da 50 kpF, 1.000 V, B/261;
- n. 1 condensatore da 50 μF, 50 V, B/387;
- n. 1 condensatore da 100 μF, 50 V, B/388;
- n. 1 commutatore a 5 posizioni G/1003;
- n. 1 zoccolo octal in ceramica, G/2712;
- n. 14 resistenze Morganite da 1 W, 5%, D/41, come da valori indicati;
- n. 1 altoparlante ∅ 70 mm, 15 Ω, P/242;
- n. 1 trasformatore a 2 avvolgimenti, come nella descrizione.

Il momento in cui l'Atlas con a bordo il col. J. Glenn lascia la base di Capo Canaveral verso lo spazio.

NOTIZIE TECNICHE DAL MONDO

La vendita dei dischi di fabbricazione inglese ha raggiunto, nello scorso mese di luglio, un milione e 47 mila sterline, registrando un aumento del 12 per cento rispetto allo stesso mese dell'anno passato. Le vendite hanno segnato un incremento del 24 per cento sul mercato interno e una riduzione del 16 per cento nell'esportazione. La cifra totale delle vendite nei primi sette mesi dell'anno supera dell'8 per cento quella del 1960, nonostante sia stata registrata una contrazione del 16 per cento delle esportazioni.

L'espansione dell'industria elettrotecnica tedesca ha subìto una battuta d'arresto nel primo semestre dell'anno. La cifra d'affari nel settore delle esportazioni ha sfiorato i due miliardi di marchi con un aumento dell'8,4 per cento. Ma nel primo trimestre dell'anno l'esportazione aveva assorbito una più alta percentuale della produzione del ramo.

La Radio Televisione Francese sta realizzando, in collaborazione con il Ministero degli Affari esteri, 5 film destinati a suscitare interesse per la lingua francese nel pubblico all'estero. Questi primi 5 film, destinati all'Esposizione Francese di Mosca, fanno parte di 39 trasmissioni che formeranno un ciclo completo di lezioni di lingua francese per i principianti.

John C. Loehlin, dell'Università del Nebraska, ha presentato alla American Psychological Association un cervello elettronico che, a seconda delle situazioni in cui si trova ha reazioni positive — desiderio, attrazione, amore — o negative — collera, paura ecc. —. Le reazioni, afferma il dott. Loehlin, dipendono dalla persistenza delle emozioni che egli prova in questa situazione e dal ricordo che egli serba di situazioni analoghe in cui egli si è trovato.

Il robot, chiamato Aldous dal suo inventore, in omaggio allo scrittore Aldous Huxley, sembra quindi che abbia una sua personalità, come un essere vivente. In realtà, come è noto, egli reagisce secondo le particolari predisposizioni che gli sono state date dal suo costruttore, così come avviene per qualsiasi calcolatore elettronico.

Il robot, infatti, non è altro che un ordinatore elettronico il quale obbedisce secondo una serie di istruzioni in codice, tradotte in nastri perforati i quali costituiscono il suo « programma ».

L'Associated Electrical Industries, una delle maggiori fabbriche inglesi di apparecchi elettrici, ha deciso di chiudere la sua fabbrica di Tottenham, alla periferia di Londra, che era adibita prevalentemente alla produzione di transistor. I due terzi del personale — circa 600 persone — saranno assorbiti da altre fabbriche del gruppo. Secondo notizie non ufficiali la ragione della chiusura dello stabilimento di Tottenham va ricercata nella decisione presa dai dirigenti della « A.E.I. » di riorganizzare su nuova base la produzione del gruppo.

Più si perfezionano gli aeroplani, più naturalmente, si complica il controllo e la verifica dei loro impianti. Tali operazioni, che incidono, fra l'altro, in maniera notevole sulla voce « manutenzione » del bilancio delle compagnie aeree, saranno ora notevolmente ridotte con l'impiego di un particolare apparecchio elettronico. Il calcolatore riceverà raggruppate tutte le informazioni fornite dagli strumenti installati in qualsiasi angolo dell'aereo, e immediatamente « calcolerà » ciò che non corrisponde al livello fissato in precedenza, quale indice di buon funzionamento.

Ogni operazione di controllo viene diminuita di un'ora rispetto al normale; una ora che sul piano produttivo rappresenta un notevole guadagno.

A questo proposito è stato calcolato che se si include tale strumento negli aerei in costruzione, il loro prezzo aumenterà del 2,80 per cento, ma il guadagno annuale che l'apparecchiatura fornisce, calcolando la riduzione di tempo, di manodopera e di altre attrezzature di controllo ordinario, è di circa il 20 per cento del costo totale dell'aereo.

Dal 1° gennaio 1956 al 1° gennaio 1961 in Francia si è verificato un aumento del 63 % degli abbonamenti ordinari alla TV, mentre quelli per apparecchi installati in locali pubblici sono aumentati soltanto del 29 %. Questo fenomeno è dovuto, secondo quanto dichiara la RTF, al fatto che gli apparecchi nei caffè e in altri locali del genere sono quasi sempre male regolati e le condizioni di ascolto pare che non soddisfino pienamente il pubblico.

L'elettronica al servizio del progresso

CERVELLO DELL'AEROPORTO TORRE DI CONTROLLO

di WOLFGANG LANGEWIESCHE

All'aeroporto Idlewild di New York il tempo è cattivo stamane; base delle nubi, 100 metri; visibilità 800 metri, acquerugiola, nebbia. Ma gli aerei continuano a volare perchè qui a Idlewild è stato quasi risolto il maggior problema del volo: l'atterraggio con tempo cattivo. E' uno spettacolo di grande interesse. L' unico guaio è che è difficile vederlo. Si svolge nelle nuvole.

Tra gli aeroporti metropolitani, Idlewild è specializzato per il traffico a grandi distanze. Ha piste di volo d'oltre 3000 metri, invece dei soliti 1500 metri, per consentire i decolli con il pesante carico di carburante necessario ad un aereo per i voli senza scalo fino a Londra, a Parigi e alla California. Non è l'aeroporto del traffico più intenso: lo è Chicago. Non è il migliore: lo è Londra o forse Zurigo.

Ma la torre di controllo di Idlewild è la più alta del mondo: 56 metri. Col tempo cattivo arriva nelle nuvole.

Questa mattina nella Torre le pareti di vetro sono quasi inutili: non si vedono altro che piste di volo quasi inghiottite dalla nebbia. Il vero lavoro si svolge quattro piani più sotto in un locale provvisto d'isolamento acustico, d'aria condizionata, di pesanti tendaggi e quasi buio. Tre controllori sono seduti a contatto di gomito davanti a un apparato — metà centralino telefonico e metà quadro dei comandi — e parlano ai microfoni. Gli schermi radar brillano e s'accendono: voci radio giungono da non si sa dove, via via che i piloti segnalano la loro posizione. Dietro i tre controllori, quasi curvo su di loro, c'è il capo-controllore che ascolta due o tre voci allo stesso tempo.

Il DC8 della Pan American, proveniente dall'Europa, deve atterrare, secondo l'orario, alle 8. Alle 7,30 è in volo tra le nubi, al largo della costa e si avvicina all'isola di Nantucket da Nord-Est. L'aereo non è ancora in contatto radio con Idlewild. Ma non è neppure lasciato a se stesso. A terra, il personale dell'aviolinea ne segue il volo, anticipandone la prossima fase, tenendo conto del vento, delle condizioni meteorologiche, del carburante e della velocità. Stazioni radio, talune governative, altre dell'aviolinea, sono in sintonia per raccogliere qualsiasi chiamata dell'aereo. L'apparecchio ha sorvolato due navi meteorologiche, una olandese, una

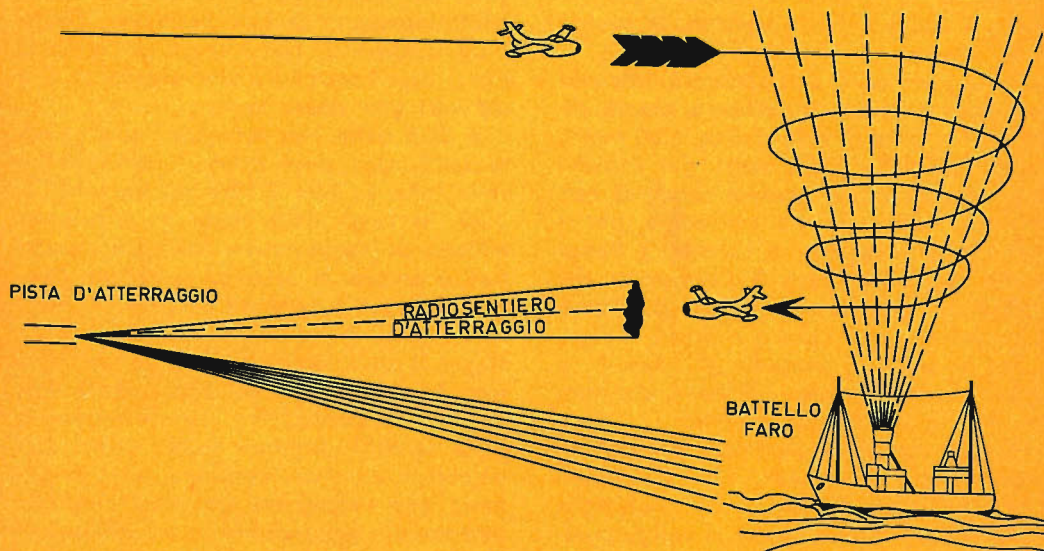
americana; viene guidato a destinazione con i radiofari; è stato visto dai radar delle due navi.

Per tutta la notte il Controllo Traffico Aereo Oceanico ha tenuto d'occhio il DC8. Ora ne è responsabile il Controllo Traffico Aereo di Boston. Un aereo in volo strumentale porta con sè, come una testuggine porta la sua corazza, una scatola protettiva di spazio aereo alta 300 metri, larga 16 chilometri e lunga circa 80 chilometri: entro questa scatola il Controllo Traffico Aereo non ammette nessun altro aeroplano in volo strumentale. Mentre il volo procede, i piloti ne danno notizia. E via via che riceve le segnalazioni il Centro di Controllo del Traffico Aereo — operando su grandi tabelle murali — segna lo spostamento del velivolo e gli riserva lo spazio aereo. Per mezzo d'una linea telefonica diretta, Boston passa il controllo del volo a New York. Così tutto viene disposto ad accogliere il DC8 mentre questo è in volo.

Giunti sulla punta di Long Island, a 160 chilometri da Idlewild, i piloti rimettono in sintonia la radio e segnalano la loro posizione al Centro di New York che controlla i voli strumentali sulla zona metropolitana. Si affrettano i tempi, ora che le correnti del traffico convergono su New York.

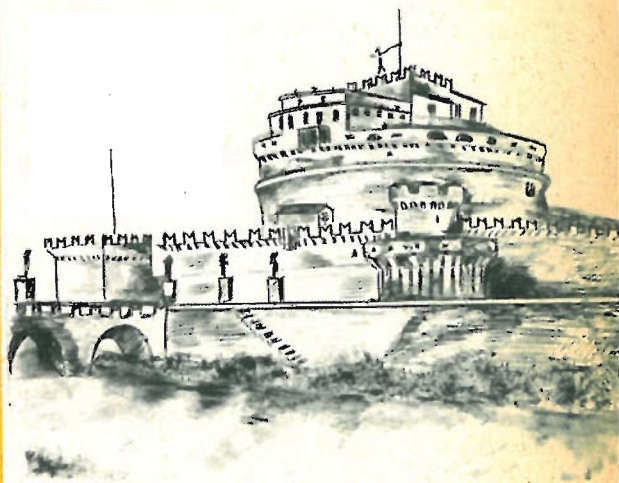
Il Centro dà nuove istruzioni: « DC8, autorizzato al Circuito d'Attesa di Scotland, via St. James, direzione Mitchel, portarsi e rimanere a quota 3000. » « St. James » è il punto d'incrocio di due radiosentieri: al di sotto ci sono le grandi ville della costa settentrionale di Long Island, invisibili con questo tempo; « Mitchel » è una stazione radio. « Scotland 24 » è un radiofaro collocato su un battello-faro ancorato fuori del porto di New York a 26 chilometri dall'altro lato di Idlewild, per un aereo proveniente dall'Europa. Tutti gli aerei in volo strumentale diretti a Idlewild vanno prima a « Scotland ».

L'avvicinamento strumentale, cioè il volo dell'aereo alla cieca fin giù sulla pista d'atterraggio, non è un'avventura, ma è una procedura regolata da norme precise, approvate dalle autorità competenti della quale si ha lunga pratica. La gente crede talvolta che la Torre debba pescare un aereo nel cielo e condurlo giù, lanciando una serie di ordini concitati. Non è così. Il pilota trova da sè la sua strada, per mezzo dei radiofari e dei radiosentieri. Alcuni passeggeri dicono: « Il nostro pilota ha girato un'ora tra le nuvole, cercando di trovare uno spiraglio. » Che ridicolaggine! Il pilota non ha bisogno d'uno spiraglio. Ha una carta che gli indica con esattezza i radiosentieri e i radiofari, l'e-

satta traiettoria di volo, l'esatta quota per ogni punto. C'è da seguire quella traiettoria e soltanto quella. Essa conduce il pilota fuori delle nubi in una posizione da cui egli vede direttamente la pista di volo, pronto ad atterrare. Per gli uomini nella cabina di pilotaggio del DC8, « Scotland » è semplicemente un punto invisibile che attira l'ago del loro radiogoniometro automatico. Finchè il faro è davanti a loro, l'ago del quadrante punterà davanti. Quando l'ago gira e comincia a puntare indietro, i piloti sanno che ci sono.

Altri aerei sono arrivati al radiofaro « Scotland » prima del DC8. Si « trattengono » in attesa del loro turno per atterrare. Se si potesse vederli sembrerebbero avvoltoi che volano pigramente in cerchio sul battello-faro, ognuno 300 metri più su dell'altro. Il Centro di New York pone l'ultimo arrivato in cima alla « catasta » cioè al circuito di attesa.

La Torre di Idlewild fa scendere l'aereo che è in fondo alla « catasta », gli dà via libera per l'avvicinamento all'aeroporto. Poi la Torre fa abbassare di 300 metri tutti gli aerei del circuito d'attesa. Si tratta semplicemente della versione aeronautica del far la coda. Infine il nostro aereo diventa quello più basso, gli viene data via libera e si dirige verso l'aeroporto. Ora raccoglie il fascio di onde radio emesso dal Sistema d'Atterraggio Strumentale. Il fascio forma un piano inclinato che guida il pilota direttamente alla pista d'atterraggio. Su questo sentiero la Torre agisce come un vigile urbano che regola il traffico. Idlewild può ricevere un aereo ogni tre minuti circa, e farne partire altri nel frattempo con ogni condizione atmosferica in cui sia legalmente consentito il volo, cioè finchè la base delle nubi non sia inferiore ai 60 metri e la visibilità sia di almeno 800 metri.

Sullo schermo radar della Torre di Idlewild ogni aereo appare come un puntino luminoso che si muove lentamente contro un fondo nero. Sullo schermo è disegnata una carta aeronautica di New York: aeroporti principali, radio-sentieri, principali correnti di traffico. Sulla carta si vedono gli aerei sollevarsi dall'aeroporto La Guar-

dia e virare verso Boston; si vedono procedere lungo il radio-sentiero da Washington a New York; e si vede il traffico di Idlewild convergere sul radiofaro « Scotland » da tutte le parti.

Ecco un quadro tipico del traffico a Idlewild; sei aerei sono « accatastati » su « Scotland » volando in cerchio a sei quote diverse. Un aereo ha appena lasciato il circuito d'attesa diretto all'aeroporto; un altro vi è quasi arrivato ed è in procinto di toccar terra. E non è tutto. Una volta fatti entrare gli aerei nell'aeroporto bisogna farli uscire, altrimenti sul campo di volo si crea un ingorgo d'aerei e l'aerostazione rigurgiterebbe di passeggeri. L'atterraggio con tempo cattivo non ha senso, in materia di trasporti, se non ci fosse anche il decollo con tempo cattivo. Perciò un aereo in partenza è ora in volo da tre minuti e continua a prendere quota; un altro aereo, partito in precedenza, è più lontano, ma ancora sotto l'occhio vigile della Torre; un terzo apparecchio è sulla pista di decollo in attesa di partire. E anche questo non è tutto; un aereo militare, che scende verso una vicina base dell'Aeronautica, sta attraversando la zona di controllo e la protezione della Torre. Tutti questi aerei non vedono nulla e dipendono per la loro sicurezza dalla Torre. Tutti sono in moto: l'unica cosa che non si può chiedere a un aereo è di fermarsi. Si è obbligati a farlo venir giù.

E' proprio come una partita a scacchi. Il controllore deve sapere come ogni aereo si muove, deve pensare in anticipo. Deve aspettarsi cose che non accadranno, ma che potrebbero accadere. Ha in avvicinamento un Constellation del Venezuela, lontano sei chilometri. L'operatore nella cabina di vetro comunica con il telefono interno che uno Stratocruiser della British Overseas è pronto per il decollo. Lo si fa partire? C'è tempo; ma l'apparecchio inglese potrebbe metterci parecchio per cominciare a rullare. Il comandante venezuelano potrebbe preferire di non atterrare e di risalire tra le nubi. In tal caso, fra tre minuti, due aerei sarebbero tra le nubi troppo vicini l'uno all'altro. Perciò: « Trattenete il British Overseas ».

Sullo schermo radar gli aeroplani sono tutti uguali: tanti puntini luminosi. Eppure il controllore deve sapere qual è uno e qual è l'altro. Ad ogni momento, può essere costretto a far cambiare quota ad uno di essi. Se vuole fare un controllo, dice, guardando lo schermo radar: « United 434, girate sulla vostra destra per la identificazione radar. » Allora il puntino che gira sulla destra è l'United 434. Ma questo rallenta il traffico, concentra troppo a lungo l'attenzione del controllore su un solo aereo.

Egli, invece, cerca di scoprire l'aereo quando questo s'identifica su un punto di controllo radio. « United 434, Glen Cove, quota 1800. » Allora il puntino luminoso su Glen Cove è l'United. Dopo di ciò, il controllore deve tener dietro mentalmente ad ognuna delle sue pecorelle. Mentre ne segue una e le parla, le altre si allontanano. Due minuti dopo il quadro che appare sullo schermo radar è ben differente, eppure il controllore deve sempre conoscere l'identità di ogni apparecchio.

I compiti sono suddivisi. Uno degli uomini si occupa del circuito d'attesa, l'altro delle partenze. Ognuno parla con i suoi piloti sulla propria radiofrequenza; ma ognuno deve porgere un orecchio a quel che dice l'altro, alla risposta che riceve, ai suoi aerei sullo schermo radar. Se vi dà fastidio che qualcuno vi parli standovi dinanzi al tavolo mentre qualcun altro vi parla al telefono, non siete un controllore.

I 25 uomini che compongono il personale della Torre di Idlewild sono quanto mai diversi, per età, carattere e origini. Uno è un ex-musicante dell'orchestra di Paul Witeman. Alcuni hanno imparato il controllo del traffico aereo nell'Aeronautica e non hanno fatto altro. Alcuni sono piloti di lunga esperienza, altri ancora vengono dall'elettronica. Quel che hanno in comune è la strana facoltà di riuscire a seguire mentalmente parecchie linee di azione e di ricordarle.

Ora sullo schermo radar della Torre un piccolo insetto dorato lascia « Scotland » e procede lentamente in direzione di Idlewild. E' il DC8. Torre di Idlewild: « Vi abbiamo in contatto radar. »

Nella cabina del DC8, il comandante è intento a pilotare l'aereo seguendo il radiosentiero emesso dal Sistema d'Atterraggio Strumentale. Fra tutti i compiti che un pilota d'aviolinea deve assolvere, questo è forse quello che richiede maggior abilità. Quando si pensa che questo radiosentiero vien su dalla pista di volo come il fascio di luce d'un proiettore sembrerebbe facile pilotare un aereo lungo la sua traiettoria, facile quanto guidare una auto lungo una strada. La differenza è che il pilota non vede il fascio del radiosentiero distenderglisi dinanzi agli occhi. Il suo indicatore (due lancette che s'incrociano su un quadrante) gli dice unicamente se egli è nel fascio oppure se è spostato sulla destra o se al di sotto o altrove. Per capire la differenza, immaginate di dover guidare l'automobile con il parabrezza oscurato e d'esser costretti, per potervi tenere nella direzione giusta, a saggiare ogni tanto con una ruota il bordo non asfaltato della sede stradale: questo è il processo mentale del volo lungo il radiofascio d'atterraggio.

L'attenzione del pilota non può rimaner fissa sull'indicatore, ma deve spostarsi di continuo su numerosi strumenti: velocità, quota, direzione, assetto trasversale, muso troppo in basso, potenza, nuova direzione, perciò anche il miglior pilota ondeggia lungo il radiofascio d'atterraggio.

Ma se ondeggia una frazione di troppo non riuscirà ad atterrare. Questo è ciò che oggi impone un limite al volo con qualunque tempo.

Quando un pilota esce dalle nubi ad una quota di 60 metri è a soli 660 metri dalla pista d'atterraggio, il che gli lascia soltanto dieci secondi per allineare perfettamente l'aereo con la pista. Uno spostamento d'oltre 30 metri gli rende impossibile l'atterraggio. Non gli resterebbe altro che risalire tra le nubi.

Questo non è pericoloso. Ma se l'aereo non riesce a compiere l'atterraggio, è obbligato a tornare in cima alla catasta. E forse quando si ripresenta il suo turno, il tempo a Idlewild è diventato troppo cattivo per atterrare e l'aereo è costretto ad andare a Filadelfia.

Per diminuire il numero degli avvicinamenti errati, uno dei controllori di Idlewild è seduto dinanzi ad uno speciale schermo radar su cui può osservare il movimento dell'aereo lungo il radio fascio d'atterraggio. Il controllore informa di continuo il comandante dell'aereo: « 3 chilometri dall'estremità della pista... siete 60 metri a destra della rotta... 15 metri sopra il sentiero di discesa... sul sentiero di discesa... 1500 metri dall'estremità della pista... » e così via. Questo dà un po' d'aiuto al pilota che ha gli occhi e la mente occupati in un compito, quanto mai gravoso.

Ora il volo del DC8 s'avvicina al punto in cui comincerà a vedere la pista d'atterraggio. Il secondo pilota tende lo sguardo. Il comandante tiene gli occhi fissi sugli strumenti, finchè il secondo pilota gli dice: « Siamo fuori dalle nubi. Il suolo è in vista. »

Ora il comandante guarda fuori. Qual è esattamente la sua posizione rispetto alla pista? Può atterrare? Sta procedendo a 280 chilometri l'ora su un apparecchio che pesa tre volte più di un autotreno; la visibilità è meno d'un chilometro. Deve rendersi conto della situazione con certezza e rapidità.

A questo punto l'aeroporto lo raggiunge e provvede a guidarlo: non con sistemi elettronici, ma con potenti luci antinebbia, color arancione, che formano un prolungamento della pista per quasi un chilometro oltre il limite dell'aeroporto e guidano il pilota a destinazione.

Ora egli dirige l'aereo nello stesso modo in cui voi guidate l'automobile. Mani e piedi reagiscono direttamente a ciò che vedono gli occhi. Esegue un paio di lievi sbandate per allinearsi perfettamente con la pista d'atterraggio. Ordina « fuori gli ipersostentatori » e saggia il terreno con le ruote del carrello.

Per gli uomini della Torre di Controllo, non è cambiato nulla. Il DC8 è atterrato ma il traffico continua. Chissà perchè, vedendo quegli uomini all'opera si ha l'impressione che debba venire un momento in cui tutti gli aerei saranno a terra. Ma quel momento non viene mai.

SCHEMARIO G B C

Televisore UT/103-123

Radioricevitore AM/FM 200

ALIMENTATORE PER RICEVITORI A TRANSISTORI

L'alimentazione di un comune radioricevitore, allo stato attuale della radio tecnica, è un problema di semplicissima risoluzione. Solo in apparecchiature di carattere professionale assume aspetti inconsueti dovuti in massima parte alla necessità di mantenere le tensioni particolarmente stabili al variare della tensione della rete di alimentazione.

L'avvento del ricevitore a transistori, particolarmente del tipo ad elevata potenza d'uscita (0,5 W), ha posto sotto una luce diversa il problema. Pregio indiscusso del ricevitore a transistori è la sua possibilità di consentire una buona ricezione anche in zone non servite da corrente elettrica.

Ma la comodità di poter ricevere ovunque non è talvolta compensata dal costo-ora della ricezione. L'impiego delle pile è una soluzione ragionevole quando il consumo è limitato, ma frequentemente non ha ragione di essere; in particolare quando il ricevitore a transistori vien fatto funzionare in ambiente domestico ben fornito di rete elettrica.

Queste considerazioni, unite al fattore economico, ci hanno spinto alla realizzazione dell'alimentatore che descriviamo. Esso, da oltre due anni ha regolarmente alimentato un ricevitore a 7 transistori che nel periodo estivo, trasferito in zona alpina sfornita di luce elettrica, ha impiegato l'alimentazione a pile tradizionale con un costo-ora... non trascurabile.

L'alimentatore è costituito da un complesso non propriamente tradizionale in quanto il suo uso senza cambio-tensione, è preventivato indifferentemente da 125 a 260 V.

A fig. 1 è riportato lo schema elettrico che, nella sua semplicità si illustra da sè. Un condensatore C1 è disposto in serie ad una lampadina L micromignon in funzione di fusibile ed a un resistore R1 connesso all'altro capo della rete.

La corrente che percorre il sistema è funzione della tensione applicata ai suoi estremi e dell'impedenza totale, secondo la nota espressione

$$I = \frac{V}{Z}.$$

Dove la Z vale:

$$\sqrt{X_c^2 + R^2}$$

ed in cui R è la risultante di R1 e della resistenza del filamento della lampadina L (1,5 Ω). La reattanza capacitiva, Xc, si può calcolare con la forma classica:

$$\frac{160.000}{C\ .\ f}$$

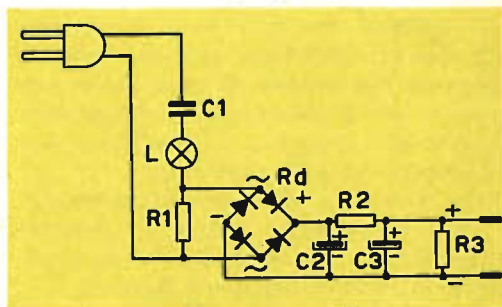



Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore

in cui C = capacità in μF ed f = frequenza rete in HZ.

La caduta di tensione che si sviluppa agli estremi di R1 è raddrizzata dall'elemento a ponte Rd e quindi filtrata attraverso C2, R2, C3. Il resistore R3 di carico del sistema può essere omesso se si desidera una tensione maggiore in uscita.

A 220 V c.a. di alimentazione la stessa, in assenza di segnale, misura circa 12 V letti su un tester da 20.000 Ω/V.

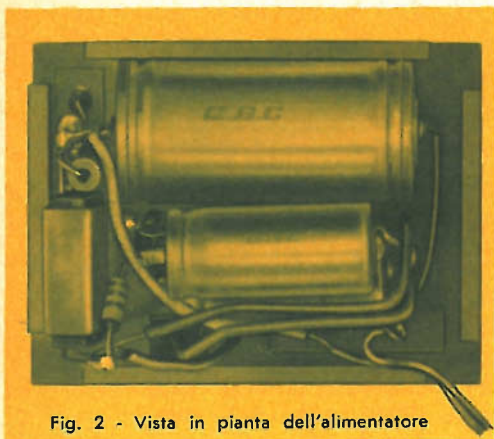



Fig. 2 - Vista in pianta dell'alimentatore

Una tensione maggiore si può ottenere aumentando il valore di R1. Ciò però comporta la sostituzione di Rd e dei 2 elettrolitici, con un tipo a maggior tensione di lavoro. La costruzione della custodia dell'alimentatore è semplice. Si è usato del perspex colorato dello spessore di circa 3 mm. Le dimensioni della basetta visibile nella fig. 2 sono 80 per 60 mm. L'altezza della scatoletta è di 40 mm.

L'impiego di componenti miniaturizzati professionali avrebbe consentito di ridurre le dimensioni a poco più della metà. In compenso, la spesa sarebbe cresciuta ben oltre le 1200 lire preventivate.

Il collante impiegato nella costruzione può essere facilmente ottenuto facendo sciogliere del truciolo di perspex in una boccetta di cloroformio immediatamente tappata ad evitare che il neo-alchimista si « risvegli » nel paese dei sogni.

Per ancorare i terminali dei componenti si sono usate delle striscie di perspex larghe 8 mm. e lunghe quanto basta, secondo la stessa fotografia di figura 2.

Nelle strisciole, capovolti ed annegati nell'isolante, si sono fissati dei rivettini da 2,5 mm. di diametro. Il tutto è stato debitamente incollato.

Si è notato che la saldatura purchè rapida ed eseguita con ferro ben caldo non compromette assolutamente la stabilità meccanica del sistema. Quattro alette verticali consentono di fissare la custodia alla basetta con altrettante viti autofilettanti. Alcuni fori di aereazione garantiscono al raddrizzatore un funzionamento continuato senza alcun riscaldamento dei componenti.

L'uscita della B.T. è ottenuta attraverso due piedini di valvola, ricavati da un vecchio tubo octal e ribattuti come appare dalle fotografie sulla sinistra dell'alimentatore. Nel nostro caso il dispositivo è stato fissato verso il centro del fondello. Prima di procedere al fissaggio delle uscite è indispensabile provvedere a realizzare il supporto che andrà fissato al posto delle pilette, nel ricevitore.

Naturalmente il supporto varierà a seconda delle dimensioni e del tipo dell'apparato alimentato. Per la basetta è stata impiegata lastrina di perspex da 3 mm. I due reofori sono ottenuti con tondino di ottone forato con punta da 3 mm.

Fig. 3 - Aspetto esterno dell'alimentatore montato

In essi si incastrano i piedini di uscita dell'alimentatore. Il dispositivo come si è detto funziona da lungo senza il minimo inconveniente. Si richiedono solo due avvertenze e cioè:

1) staccare sempre la spina dalla presa luce ad ogni cessazione di ricezione.

2) impugnare la medesma subito dopo, a scanso di una elettro-gratifica giusta la prerogativa dei condensatori di trattenere corrente anche a beneficio... degli utenti.

G.S.

AMPLIFICATORE A TRANSISTOR HI-FI

I transistori sono gli elementi ideali per gli amplificatori Hi-Fi in quanto per essi non esistono problemi di microfonicità o di ronzio causato dai filamenti come invece si verifica per i tubi elettronici. I transistori sono, per loro natura, dispositivi a bassa impedenza e consentono perciò il migliore adattamento con i fonorivelatori magnetodinamici e con gli altoparlanti; il trasferimento di potenza si effettua quindi con un rendimento molto elevato.

Gli amplificatori a transistori, se muniti di reazione negativa, possono inoltre avere una risposta in frequenza molto estesa e una distorsione ridotta come richiesto nelle apparecchiature per alta fedeltà.

Preamplificatore

I preamplificatori hanno due funzioni principali:

1) portare il livello del segnale fornito dal fonorivelatore al valore di 1 o 2 V_{eff}.
2) provvedere alla compensazione (qualora sia richiesta) per l'equalizzazione del segnale di ingresso in modo da avere un'uscita costante con la frequenza.

Il circuito indicato in fig. 1 soddisfa a queste esigenze qualora venga collegato all'ingresso un fonorivelatore a riluttanza variabile oppure alla testina di un magnetofono.

L'impedenza d'ingresso del preamplificatore aumenta con la frequenza a motivo della reazione negativa, funzione della frequenza, applicata sull'emettitore di TR1. Anche l'impedenza dei fonorivelatori magnetodinamici aumenta con la frequenza ma resta, in ogni caso, al di sotto di quella del preamplificatore.

I primi due stadi hanno un circuito di polarizzazione a controreazione che stabilizza la corrente di entrambi. Il potenziometro da 500 kΩ, collegato all'emettitore di TR2, fornisce appunto questa reazione in corrente continua alla base di TR1.

Lo stadio finale risulta ottimamente stabilizzato dalla resistenza di emettitore del valore di 5 kΩ.

La reazione negativa in corrente alternata, dal collettore di TR2 all'emettitore di TR1, è funzione della frequenza; ciò allo scopo di soddisfare alla caratteristica di registrazione standard NARTB, nel caso di riproduzione da nastro, oppure alla carat-

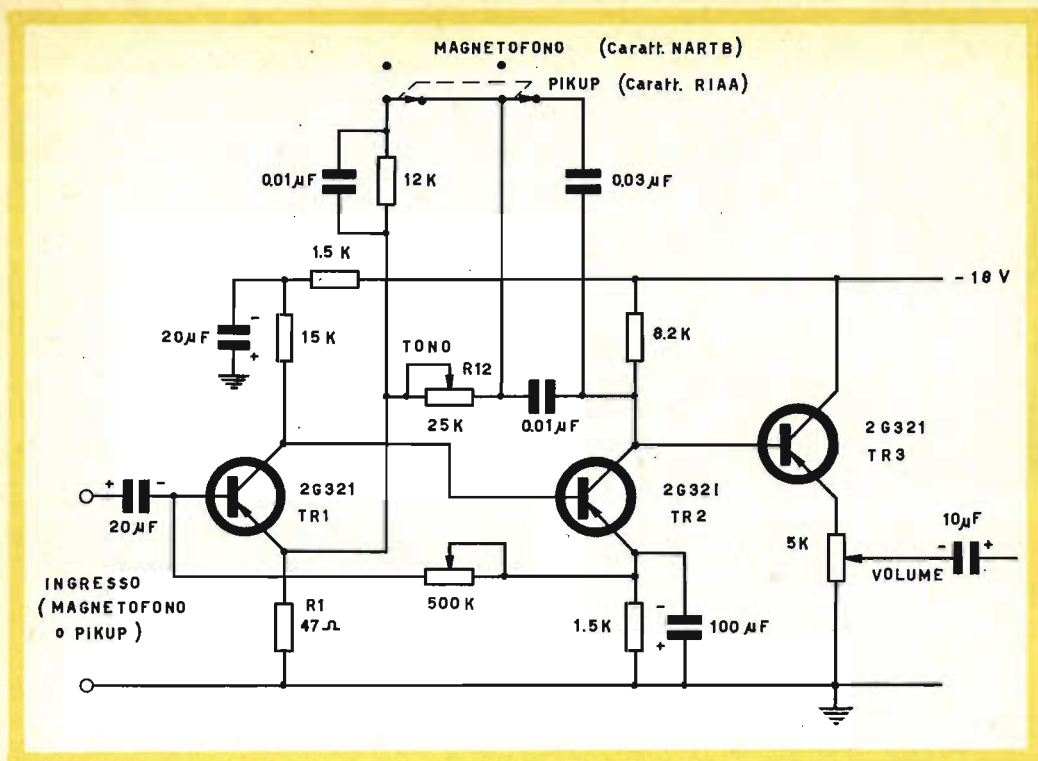



Fig. 1 - Schema elettrico del preamplificatore.

teristica standard RIAA, nel caso di riproduzione da disco. La risposta piatta ottenuta impiegando un nastro, precedentemente registrato secondo lo standard NARTB, è indicato in fig. 2 ed è stata ottenuta con il controllo di tono R12 regolato a metà corsa e cioè al valore di 12 kΩ.

Quando il controllo di tono è regolato per il massimo valore (25 kΩ) si ha una esaltazione dei toni alti nella misura di 7÷8 dB, mentre, quando viene escluso (R12 = 0), si ha un taglio dei toni alti nella misura di circa 20 dB; nella posizione intermedia la risposta è piatta anche per un disco con caratteristica standard RIAA.

Alle frequenze basse la tensione di reazione prelevata dal collettore di TR2 tende a diminuire a causa dell'aumento della reattanza del condensatore di reazione collegato in serie al controllo di tono.

La corretta compensazione alle basse frequenze è effettuata dai due circuiti di reazione che permettono, a queste frequenze, l'aumento di guadagno necessario.

Se questo condensatore di reazione venisse shuntato da un condensatore elettrolitico, il preamplificatore avrebbe un guadagno costante a tutte le frequenze nel caso di commutatore sulla posizione « Nastro ». Tale guadagno è determinato dal rapporto R12/R1.

Il circuito di reazione per la compensazione RIAA (controllo di tono a metà corsa) ha una resistenza complessiva di reazione di 6 kΩ per ridurre il guadagno del preamplificatore a causa dell'elevato livello d'ingresso. Per ridurre il guadagno alle frequenze elevate, come richiesto dalla caratteristica standard RIAA, questa resistenza ha in parallelo un condensatore da 0,01 µF; ciò elimina la necessità di caricare il

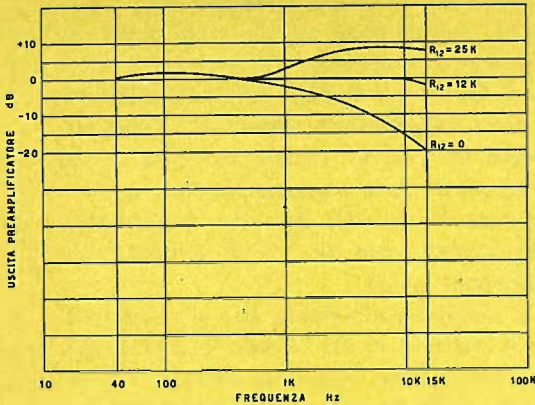



Fig. 2 - Curva di risposta del preamplificatore.

fonorivelatore a riluttanza variabile con una appropriata resistenza per la compensazione alle frequenze elevate. Se il preamplificatore è destinato soltanto alla riproduzione dei dischi, il circuito di reazione per la compensazione può essere formato da un condensatore di reazione da 0,04 µF in serie con una resistenza da 6 kΩ (oppure un controllo di tono da 10 kΩ), che abbia in parallelo un condensatore da 0,01 µF.

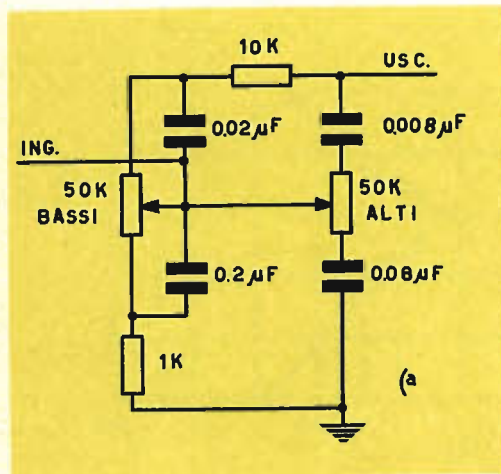



Fig. 3 - Circuito per il controllo dei bassi e degli alti

L'ultimo stadio, montato in circuito emitter-follower, fornisce una uscita a bassa impedenza per il collegamento con cavo all'amplificatore di potenza e, nello stesso tempo, funziona da stadio separatore in modo che un qualsiasi carico a valle del preamplificatore non possa influire sulla caratteristica di equalizzazione.

Il potenziometro per il controllo del tono deve essere a caratteristica lineare; quello per la regolazione del volume deve essere a caratteristica logaritmica. Le due batterie da 9 V hanno una durata molto lunga in questo circuito in quanto il consumo complessivo è di circa 3,5 mA. La

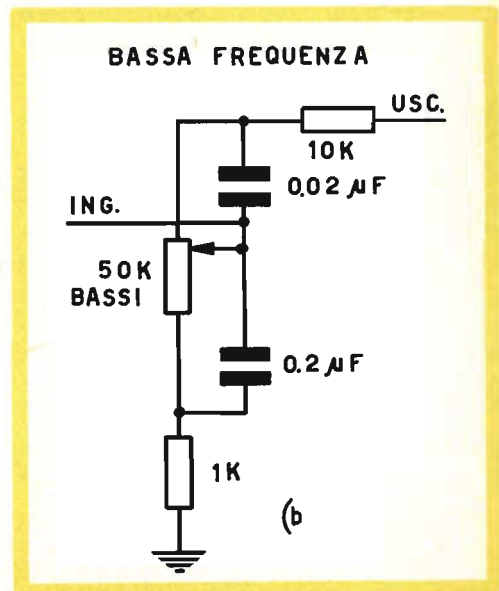



Fig. 4 Circuito per il controllo delle basse frequenze.

tensione di alimentazione di 18 V può essere ottenuta, previo opportuno disaccoppiamento, anche da una sorgente di alta tensione già esistente.

Regolatori di tono

I circuiti per il controllo di tono negli amplificatori a transistori differiscono, in parte, da quelli impiegati nelle analoghe apparecchiature a valvola per i valori di impedenza che, nei circuiti a transistori,

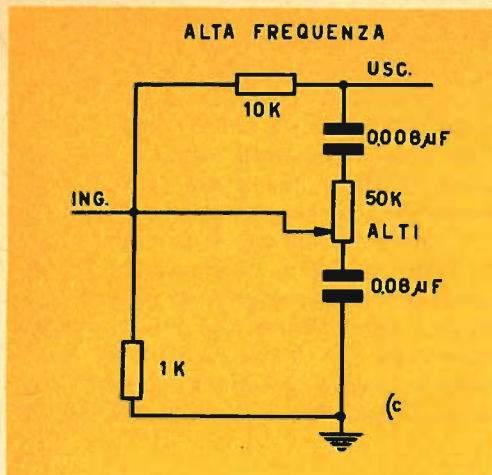



Fig. 5 - Circuito per il controllo delle alte frequenze.

sono ovviamente più bassi. Nella fig. 3 è indicato un ottimo circuito di regolazione dei toni alti e bassi che può essere opportunamente inserito in una catena di amplificazione a transistori.

Il funzionamento dei regolatori di tono è più facilmente compreso se i relativi circuiti vengono considerati come reti di trasferimento di correnti anzichè di tensioni come di solito avviene negli amplificatori a valvola. La corrente di uscita dello stadio precedente perviene ai capi di una resistenza da 100 kΩ e quindi al punto di collegamento dei condensatori da 0,02 µF e dei cursori dei due potenziometri. Il circuito equivalente per la condizione di « esaltazione dei bassi » è indicato in figura 4. Quando il cursore del potenziometro si trova all'estremità superiore, il condensatore da 0.02 µF risulta cortocircuitato e gran parte della corrente circola nella resistenza da 10 kΩ, dato che l'impedenza del condensatore da 0,2 µF aumenta alle frequenze basse.

Il circuito equivalente alle alte frequenze è indicato in fig. 5 per la condizione di « taglio delle frequenze elevate ». A seconda della posizione del cursore del potenziometro, la maggior parte delle frequenze elevate verrà cortocircuitata verso massa rispetto al segnale a 1000 Hz. Quando il cursore del potenziometro si trova all'estremità superiore, la resistenza da 10 kΩ viene cortocircuitata e le correnti ad alta frequenza passeranno direttamente e si otterrà l'esaltazione delle frequenze elevate. In fig. 6 sono indicate le curve di risposta del circuito per la regolazione delle tonalità.

Amplificatore di potenza

Notevoli difficoltà ha incontrato il progetto di uno stadio finale a valvole in push-pull senza trasformatore di uscita. In prati-

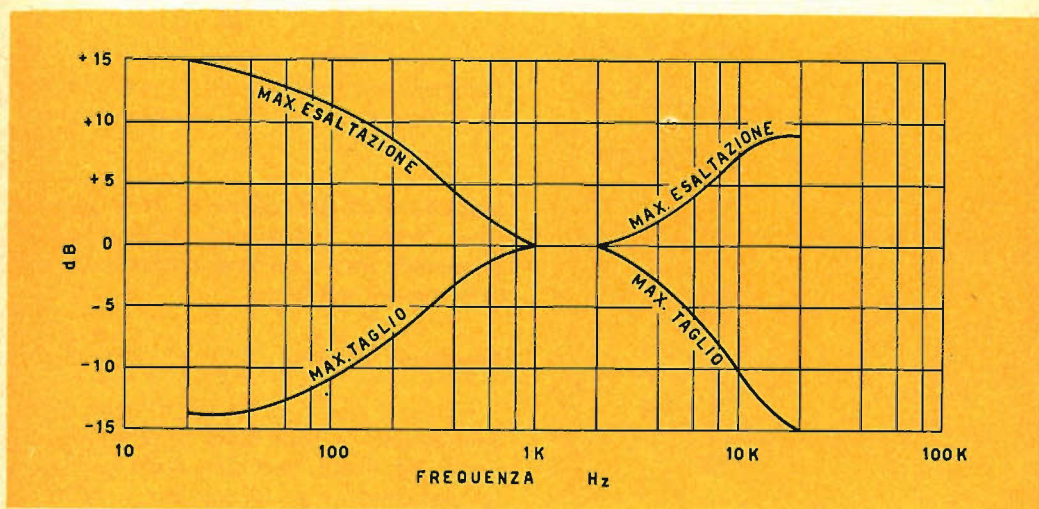



Fig. 6 - Curve di risposta del circuito per il controllo di tono.

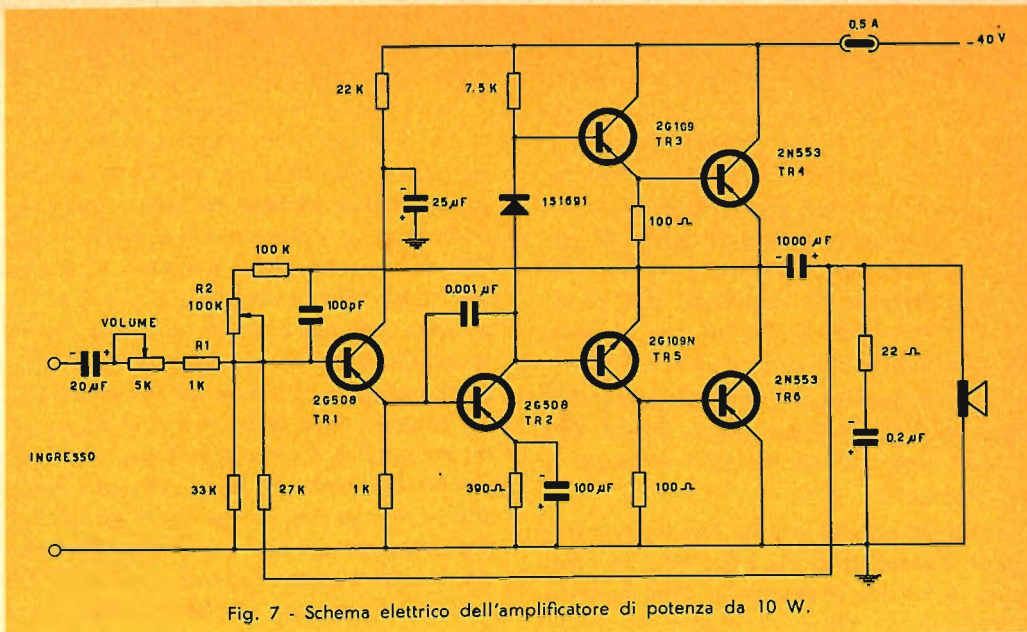



Fig. 7 - Schema elettrico dell'amplificatore di potenza da 10 W.

ca, per avere le elevate correnti necessarie per il diretto pilotaggio di altoparlanti a bassa impedenza si è ricorsi all'impiego di varie valvole di potenza collegate in parallelo.

L'avvento dei transistor di potenza, grazie alle loro basse tensioni ed elevate correnti di funzionamento, ha dato un nuovo slancio allo sviluppo degli stadi finali senza trasformatore.

Il circuito « emitter-follower », in particolare, offre le più interessanti possibilità per la sua minore distorsione e per la bassa impedenza di uscita.

In fig. 7 è indicato un amplificatore di potenza ad accoppiamento diretto che possiede un'eccellente risposta alle frequenze basse. Ha inoltre il vantaggio di avere un circuito di reazione che stabilizza la corrente di tutti gli stadi. Il sistema di reazione rende stabile anche l'esatta ripartizione della tensione tra i due transistor di potenza TR4 e TR6 funzionanti in un circuito push-pull classe B. Per aumentare il guadagno di corrente anche TR3 e TR5 lavorano in classe B. Impiegando per TR5 un transistor del tipo N-P-N si ottiene l'inversione di fase richiesta per il pilotaggio di TR6 e il vantaggio di pilotare lo stadio push-pull con emitter-follower. Per ridurre al minimo la distorsione incrociata (crossover), TR4 e TR6 lavorano con una leggera polarizzazione diretta ottenuta mediante caduta di tensione ai capi delle resistenze di 100Ω disposte in parallelo all'ingresso di TR4 e TR6. Anche TR3 e TR5 vengono polarizzati, per la stessa ragione, mediante la caduta di tensione ai capi del diodo 1S1691. Una resistenza da 68Ω farebbe le stesse funzioni del diodo ma, in questo caso, non si avrebbe alcuna compensazione contro le variazioni della temperatura. Per compensare le variazioni della temperatura della resistenza emettitore-base possono essere usati anche i termistori che però non compensano questa variazione così bene come il diodo che presenta una caratteristica di temperatura simile a quella del transistore.

TR2 è il transistor pilota, funzionante in classe A, che necessita a sua volta di un pilotaggio a bassa impedenza effettuato dall'emitter-follower TR1.

Per avere bassa distorsione, TR1 deve

essere pilotato in corrente; R1 e il controllo di livello forniscono appunto l'impedenza di pilotaggio desiderata. Se questo amplificatore viene collegato al preamplificatore di fig. 1, il potenziometro per il controllo del livello del segnale deve essere regolato ad un valore di circa 1 kΩ.

Ciò consentirà all'amplificatore di essere pilotato per la massima uscita. TR1 ha una corrente di emettitore che va da 0,8 a 1 mA mentre TR2 ha una corrente di polarizzazione di 2,5 ÷ 3 mA.

Il potenziometro di polarizzazione (R2) viene regolato in modo che ai capi di TR6 si trovi metà del valore della tensione di alimentazione.

I transistori TR4 e TR6 hanno una frequenza di taglio di circa 20 kHz. La rotazione di fase e la riduzione della amplificazione di corrente abbassano il rendimento del transistore; e producono un aumento della temperatura della giunzione. Per impedire questa instabilità termica (« runaway »), il pilotaggio delle alte frequenze viene ridotto con un condensatore da 0,001 μF disposto tra collettore e base di TR2.

Un condensatore da 220 pF in parallelo al circuito di polarizzazione migliora inoltre la stabilità dell'amplificatore introducendo tra uscita e ingresso una reazione negativa alle frequenze elevate. Questo circuito ha complessivamente circa 15 dB di reazione di tensione con la resistenza da 27 kΩ inserita tra il carico e l'ingresso. Per impedire il continuo aumento dell'impedenza dell'altoparlante e la conseguente rotazione di fase oltre lo spettro delle frequenze audio, si è collegata in parallelo ai morsetti di uscita una resistenza da 22Ω in serie con 0,2 μF.

L'accoppiamento diretto tra gli stadi, la mancanza del trasformatore di uscita, l'elevato valore di controreazione, hanno consentito di realizzare un amplificatore con impedenza di uscita inferiore ad 1Ω, con smorzamento dell'altoparlante e con distorsione armonica totale molto bassa.

La risposta in frequenza, alla potenza di ascolto medio, è piatta per tutto lo spettro delle frequenze acustiche.

Se si vuole controllare la massima potenza di uscita alle frequenze elevate, il segnale sinusoidale va applicato soltanto per un breve periodo di tempo onde impedire un riscaldamento che produrrebbe l'instabilità termica cui abbiamo accennato più sopra. Per proteggere i transistor di potenza, quando si vuole controllare la potenza di uscita al di sopra di 2 kHz, si deve collegare, in serie all'alimentazione, un amperometro onde avere un'indicazione tempestiva e visuale sull'insorgere dell'instabilità termica. Nelle normali esecuzioni musicali non si verificano condizioni che possano condurre all'instabilità. Perciò la effettiva prestazione dell'amplificatore non è sminuita poichè il livello di potenza per la parola e la musica cala al crescere della frequenza sopra 1 kHz.

Impiegando l'alimentatore indicato in fig. 8 questo amplificatore fornisce, con un altoparlante da 4, 8, oppure 16Ω, una potenza di uscita di circa 10 W con distorsione armonica inferiore all'1%.

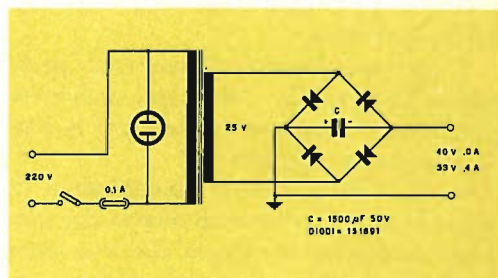
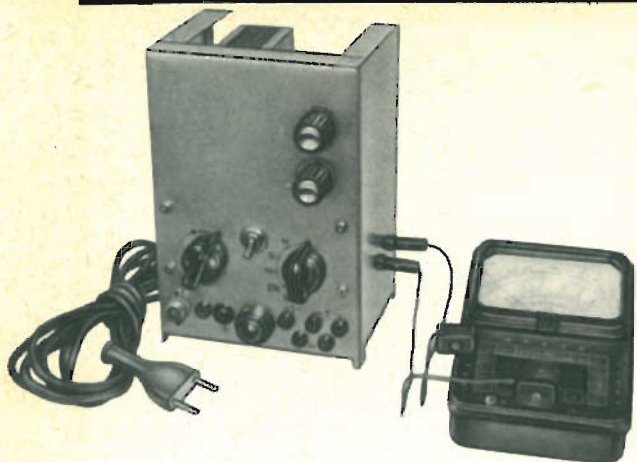



Fig. 8 - Circuito alimentatore.

I transistori di potenza TR4 e TR6 devono essere montati in un radiatore del tipo di quelli impiegati per i transistori di uscita delle autoradio oppure montati su una piastra di alluminio delle dimensioni di 7,5 x 10 x 0,3 cm.

Tutti collaboratori

PONTE ELETTRONICO PER TESTER ANALIZZATORE

Come promesso, iniziamo con questo numero la pubblicazione di alcuni tra gli articoli più interessanti che la nostra Commissione Redazionale ha scelto tra quelli pervenutici in occasione del concorso da noi indetto su SELEZIONE *di* TECNICA RADIO-TV.

Ringraziamo con l'occasione, gli innumerevoli Radioamatori che, scrivendoci, ci hanno dimostrato tutto il loro entusiasmo per la nostra inziativa.

In questo articolo, il sig. G. Inghina di Genova-Voltri, descrive un adattatore che, con modica spesa, consente di trasformare un comune "Tester" da 20 k Ω/V; in un voltmetro elettronico.

Riteniamo che un simile montaggio incontri il favore di tutti quei radiodilettanti che, pur constatando che lo strumento in loro possesso non rappresenta certamente un " optimum ", non possono, per il suo elevato costo, acquistare un voltmetro elettronico.

Generalità

Questa realizzazione interessa tutti coloro che, possedendo un analizzatore, desiderino, con modica spesa, adattarlo in voltmetro elettronico.

I vantaggi, oltre al basso costo, sono anche di ordine tecnico e pratico; infatti lo strumento non deve essere manomesso e, pertanto, a seconda della misura da eseguire si ha la possibilità di usare la combinazione più adatta.

Il circuito adottato è quello che offre le migliori garanzie di un perfetto funzionamento; esso risulta ormai collaudato nei minimi particolari, per cui tralasceremo per brevità, tutta la trattazione tecnica e

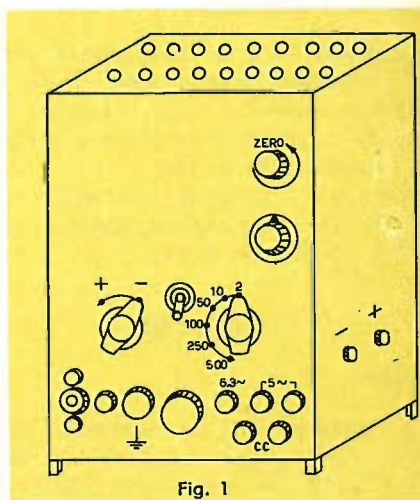



Fig. 1

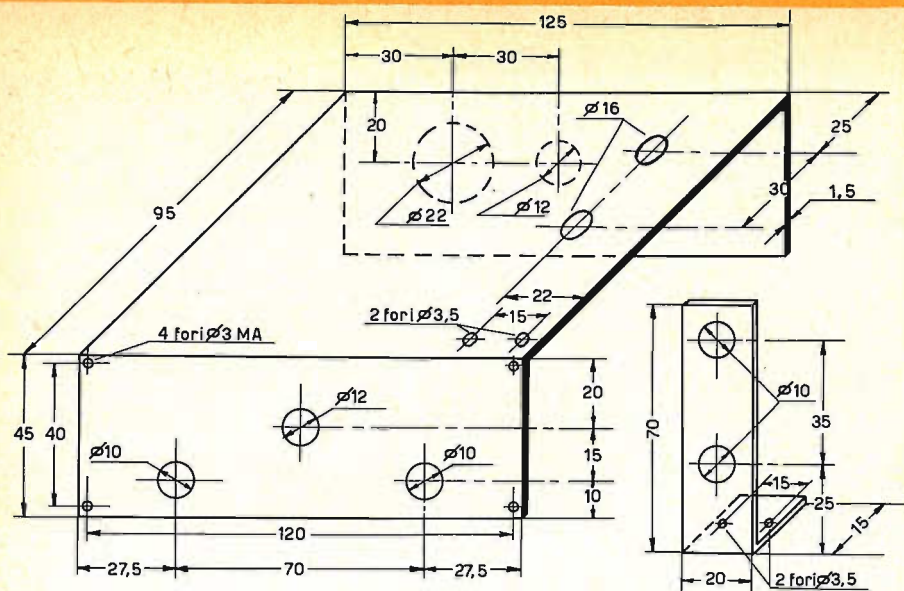



Fig. 2 - Schema quotato del telaio principale.

di calcolo dei vari componenti per dedicarci esclusivamente alla realizzazione pratica.

Caratteristiche dello strumento completo

Resistenza interna (costante): 10 MΩ
Portate Fondo scala c.c.: 2-10-50-100-500 Volt
Portate Fondo scala c.a.: 2-10-50 Volt (con sonda a diodo)

Strumento indicatore

Qualsiasi tipo di analizzatore può essere utilizzato, purchè abbia tra le portate amperometriche in c.c. la portata di 500 µA. Ottimi per caratteristiche e prezzo sono i modelli GBC T/282.

Con detti strumenti, utilizzando la portata di 50 µA, si possono eseguire letture di 0,2 Volt/fondo scala.

REALIZZAZIONE

Telaio

E' costituito da un lamierino di alluminio dello spessore di 1,5 mm piegato ad U, fig. 2, sul quale verrà applicata una striscia dello stesso materiale, piegato ad L da fissare mediante bulloncini da 3 MA.

Alimentazione

E' ottenuta con un trasformatore da 65 V.A. con primario universale, secondario « alta tensione » di 280 + 280 V, secondario « accensione filamenti » 6,3 V e secondario da 5 V, che serve solo come presa di corrente esterna.

La corrente raddrizzata dalla EZ 80 viene livellata da C_1-R_1-C_2, fig. 3. Da notare che tanto il negativo degli elettrolitici, che la presa centrale di alta tensione, anzichè essere a massa, come di solito avviene in questa realizzazione, si trovano isolati dal telaio.

Ponte di misura

E' realizzato mediante il doppio triodo 12AU7.

La tensione anodica prelevata dal secondo elettrolitico, v. fig. 3, viene ripartita mediante il potenziamento R_8 sulle due placche della valvola; in assenza di tensione all'entrata del voltmetro elettronico, si regola il potenziometro in modo da avere lo stesso potenziale sulle due placche, in

SCHEMA ELETTRICO DEL PONTE ELETTRONICO

Fig. 3

questo modo anche i due catodi sono allo stesso potenziale e nel microamperometro collegato con essi non circola alcuna corrente; conseguentemente lo strumento segna **zero.**

Se in queste condizioni si applica una tensione ai capi della catena di resistenze di entrata, si ha una polarizzazione della griglia del primo triodo con conseguente variazione della corrente anodica e variazione del potenziale di un catodo. Avviene cioè uno squilibrio nel ponte con circolazione di corrente nello strumento indicatore.

Essendo poi la corrente circolante proporzionale alla tensione applicata, dalla misura della corrente si potrà risalire alla tensione applicata all'ingresso.

Da notare che l'applicazione del commutatore G_1 prima dello strumento indicatore, permette l'effettuazione delle misure in c.c. senza la necessità di invertire i puntali; infatti manovrando il commutatore, si farà sempre deviare l'indice dello strumento da sinistra a destra qualunque sia la polarità della tensione in esame.

L'applicazione del potenziometro R_9 in serie allo strumento, permetterà infine la perfetta taratura del complesso.

Resistenze d'entrata

Servono da partitore di tensione, ossia, determinano le varie portate del voltmetro elettronico.

Per una buona precisione dello strumento queste resistenze dovrebbero avere la tolleranza massima dell'1%; data la difficoltà di procurarle dal commercio, e l'alto costo di esse, è consigliabile come ottimo ripiego, impiegare le comuni resistenze da ½ Watt raggruppandole in serie ed in parallelo in modo da ottenere i valori indicati nell'elenco materiali.

Non sarà difficile con l'aiuto dell'analizzatore e con un poco di pazienza ottenere i valori richiesti.

Prima del montaggio definitivo sul telaio del commutatore completo di resistenze sarà conveniente eseguire una ulteriore prova di verifica. Misurando la resistenza fra il capo libero di R_{15} ed il contatto mobile del commutatore, si dovranno riscontrare progressivamente i seguenti valori in ohm:

40.000 - 80.000 - 200.000 - 400.000 - 2.000.000 - 10.000.000.

Montaggio sul telaio

Il montaggio dei vari componenti sul telaio non presenta alcuna difficoltà, essendo lo schema estremamente semplice e quindi alla portata di tutti.

Si inizierà col montare i vari componenti fissi come:

Cambiatensione - zoccoli - potenziometri - prese di massa - commutatori - trasformatore ecc... si proseguirà poi eseguendo tutti i collegamenti elettrici possibili dando la precedenza all'alimentazione.

Messa a punto circuito elettrico sul telaio

Terminato il cablaggio e verificati accuratamente i vari collegamenti si accenderà l'apparecchio e si misureranno con l'analizzatore le tensioni nei punti sotto indicati, si dovranno riscontrare i seguenti valori:

a) Fra il telaio (massa) ed il conduttore che unisce le resistenze R_3 R_6 R_7 il negativo degli elettrolitici, ed il centro del secondario alta tensione: 140 Volt c.c.

b) Fra le placche della 12 AU7 ed il telaio: 120 Volt c.c. - Fra i catodi e le griglie della stesa valvola: 5 Volt c.c.

La misura delle altre tensioni non è indispensabile, per... tranquillità, può essere misurata la tensione fra le due placche della EZ 80 che dovrà risultare 560 V. c.a. e la tensione di alimentazione dei filamenti: 6,3 Volt c.a.

Involucro

E' costituito da una lastra di alluminio dello spessore di 1,5 mm, piegato in modo da formare una scatola aperta su tre lati che successivamente, a montaggio ultimato, verranno coperti da un sottile lamierino forato.

Le dimensioni sono quelle indicate nello schizzo fig. 4. I fori verranno eseguiti dopo la piegatura. Per l'esecuzione dei piedini procedere come indicato nel particolare.

Fig. 4 - Schema costruttivo dell'involucro

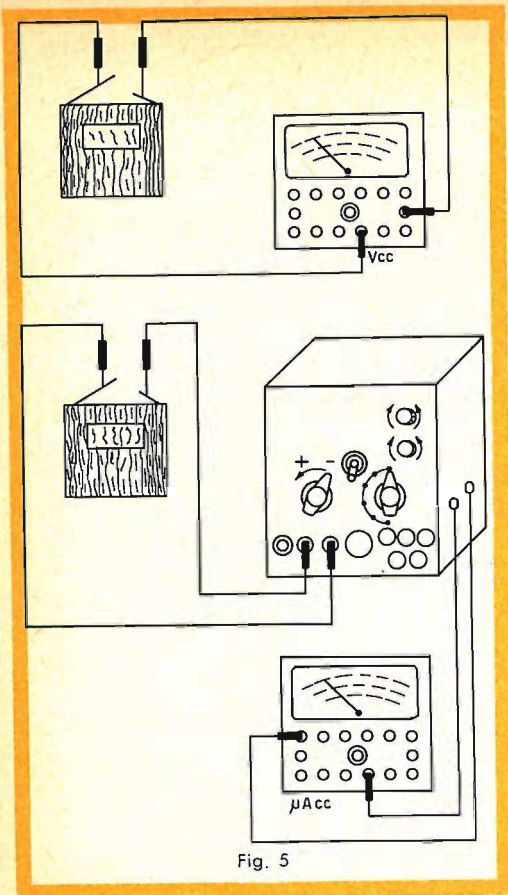



Fig. 5

Montaggio sull'involucro

Terminata la foratura dell'involucro, dopo aver sbavato tutti i fori e gli angoli vivi si monteranno tutte le boccole, la lampada spia, la presa per cavo coassiale; si inserirà quindi il telaio nell'involucro fissandolo sia sul davanti che posteriormente, si potranno così ultimare gli ultimi collegamenti elettrici.

Taratura

Per la taratura basta disporre di una sorgente di c.c. tenendo presenti gli schemi fig. 5, si procederà nel seguente modo:

a) Con l'analizzatore predisposto per la misura in Volt c.c. sulla portata richiesta, si fa la lettura dei volt della sorgente disponibile.

b) Si collega il ponte elettronico con l'analizzatore predisposto per la lettura 500 µA c.c., si commuta il ponte sulla portata richiesta, agendo sul pontenziometro superiore R_8, si azzera lo strumento. Si collega quindi l'entrata del ponte con la sorgente di c.c. osservando la deviazione dell'indice; se esso tende a muoversi da destra a sinistra si agirà sull'apposito commutatore che invertirà il movimento.

La lettura dei Volt dovrebbe coincidere con quella effettuata al punto a), se ciò non avviene si ruota in un senso o nell'altro il potenziometro R_9 fino a far coincidere la lettura.

Giunti a questo, lo strumento è già pronto per l'uso.

Volendo una precisione maggiore si potrà tarare il voltmetro elettronico effettuando una o più misure per ciascuna portata utilizzando come sorgenti di c.c. pile da 1,5 - 4,5 - 22,5 - 67,5 volt, oppure prelevando la c.c. dall'alimentazione anodica del proprio apparecchio radio

Il circuito da usare è quello indicato in fig. 6.

Per facilitare il lavoro si regolerà il potenziometro in modo da avere sempre multipli interi di volt.

La taratura si farà col sistema descritto nei punti a) b), con la sola variante che per ogni portata si dovrà segnare sull'involucro la posizione del potenziometro R_9 per cui le letture coincidono.

In questo modo saranno compensate eventuali differenze dovute ad una cattiva selezione delle resistenze di ingresso.

Da notare che usando questo metodo il potenziometro dovrà essere scelto in

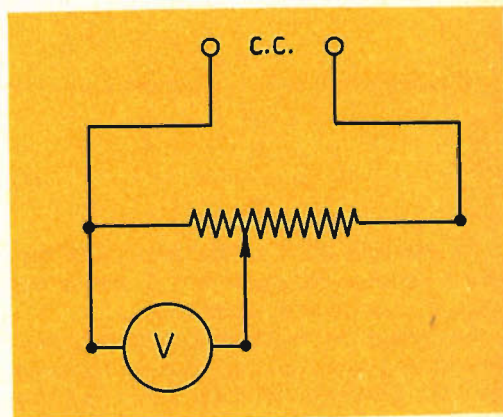



Fig. 6

rapporto alla tensione disponibile, in ogni caso il valore della corrente derivata dal potenziometro dovrà essere una frazione minima della corrente circolante nel potenziometro stesso.

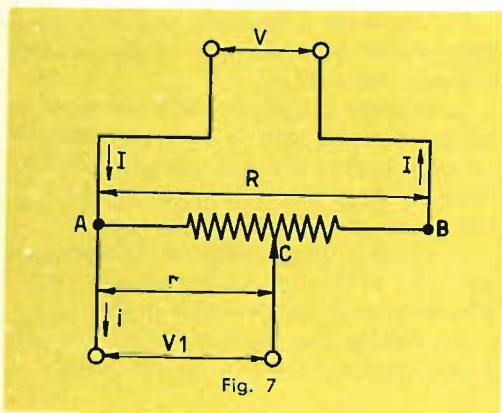
A titolo di dimostrazione di quanto detto sopra, e per far constatare la deficienza dell'analizzatore comune in particolari casi di misura, esaminiamo con il calcolo un circuito fra i tanti possibili.

Se ai due poli del generatore a tensione costante V si applica come indicato in fig. 7 una resistenza costante R, essa sarà percorsa dalla corrente

$$I = \frac{V}{R}.$$

Derivando tra i punti A e C due conduttori, e considerando **r** come valore della porzione di resistenza compresa fra A e C, fra questi due punti esisterà la differenza di potenziale

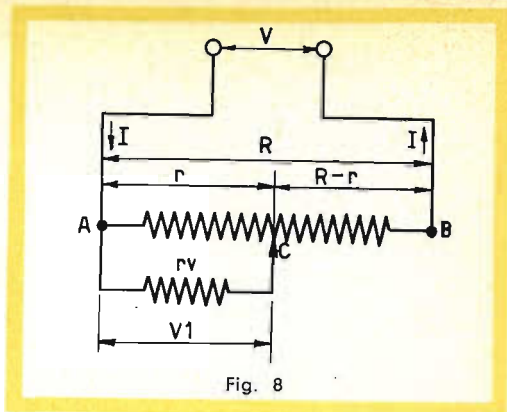
$$V_1 = r.\ I$$

Fig. 7

Ma siccome $I = \frac{V}{R}$ potremo scrivere

$$V_1 = \frac{r}{R} V \qquad (1)$$

La formula (1) è valida solo se la corrente derivata dai punti A e C, per la misura, è trascurabile rispetto ad I.

Se invece la tensione V_1 alimenta una resistenza posta fra i capi A e C, il circuito assume l'aspetto indicato dallo schizzo fig. 8.

Fig. 8

Ossia nella formula 1) al posto di **r** si deve sostituire la resistenza **r** e **rv.** Al posto di R va messa la somma della resistenza dell'arco doppio con la resistenza R meno r.

V_1 sarà data da:

$$V_1 = \frac{\dfrac{r \cdot rv}{r + rv}}{\dfrac{r + rv}{r \cdot rv} + R - r} V$$

ossia $$V_1 = \frac{r \cdot rv}{r \cdot rv + (R - r)\ (r + rv)} V \quad (2)$$

Esaminiamo ora un caso pratico:

Ai capi di un potenziometro da 1 MΩ applichiamo la tensione di 3 Volt. Spostiamo il cursore in modo da porlo nella posizione mediana come in fig. 9, la ten-

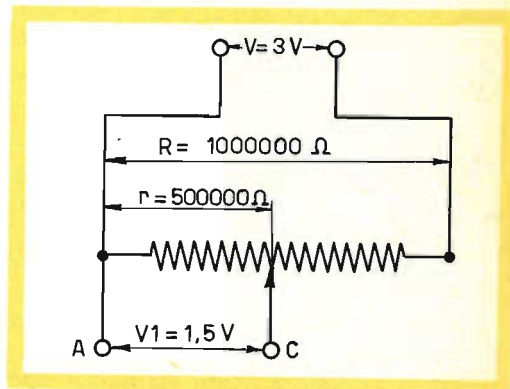
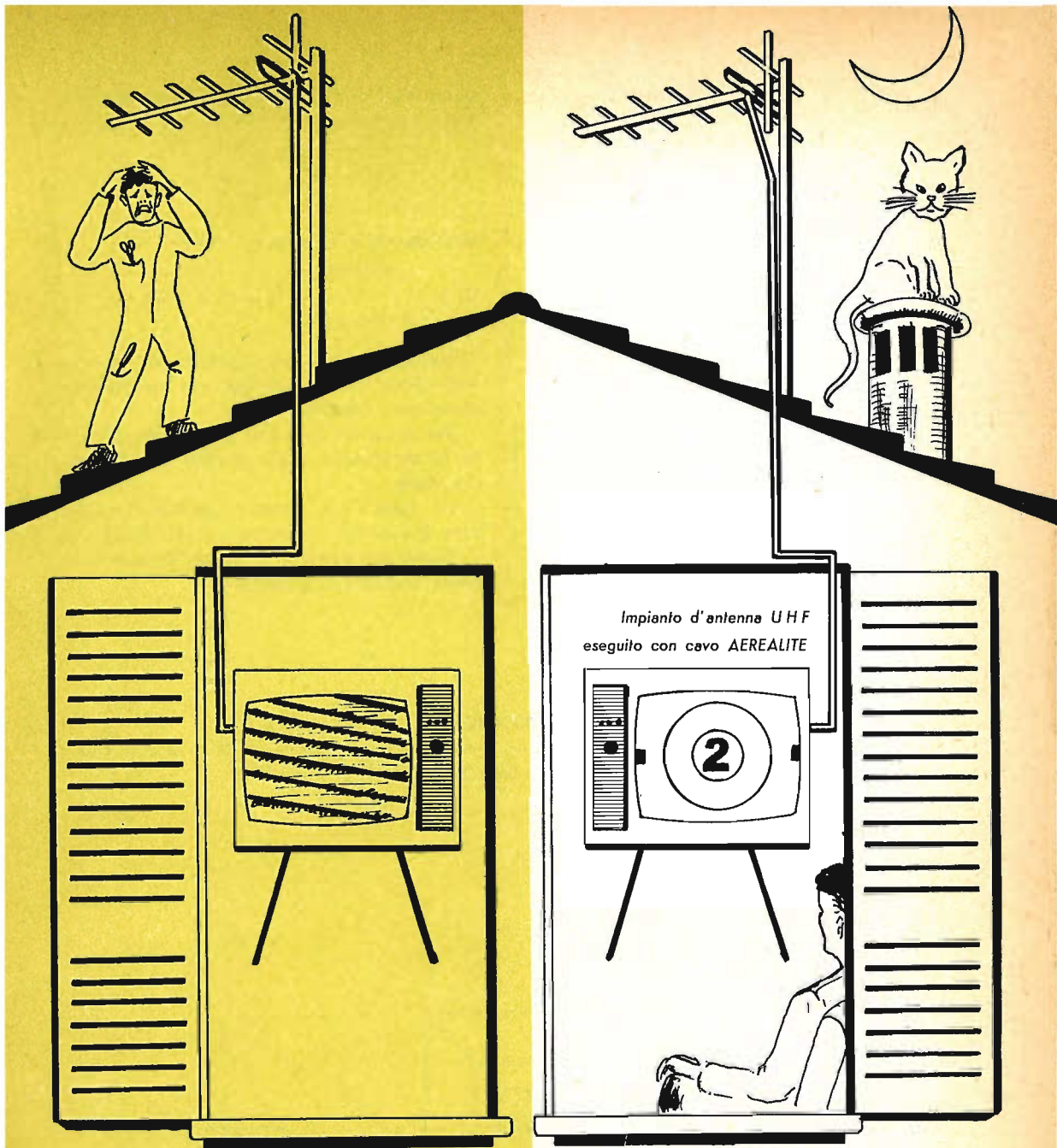



Fig. 9

Impianto d'antenna U H F
eseguito con cavo AEREALITE
2

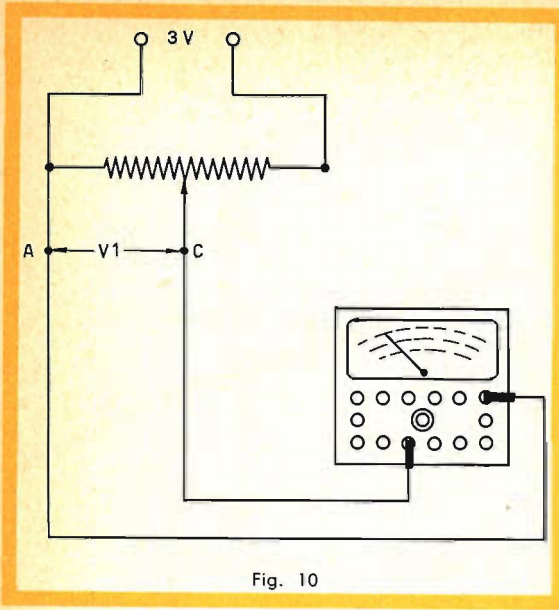



Fig. 10

sione fra i punti A e C sarà data dalla formula 1) ossia:

$$V_1 = \frac{r}{R} V$$

sostituendo alle lettere i valori

$$V_1 = \frac{500.000}{1.000.000} \cdot 3 = 1{,}5 \text{ Volt.}$$

Vediamo ora cosa succede se misuriamo, come indicato in fig. 10, questa tensione con l'analizzatore.

Per misurare 1,5 volt occorre predisporre lo strumento sulla portata 2 volt fondo scala.

La resistenza interna dell'analizzatore sarà 2 x 20.000 ohm/volt, $r_v = 40.000$.

Come già visto la tensione V_1 sarà data dalla formula (2), ossia:

$$V_1 = \frac{500.000 \times 40.000}{500.000 \times 40.000 + (1.000.000 - 500.000)(500.000 + 40.000)} \times 3 = 0{,}206 \text{ volt}$$

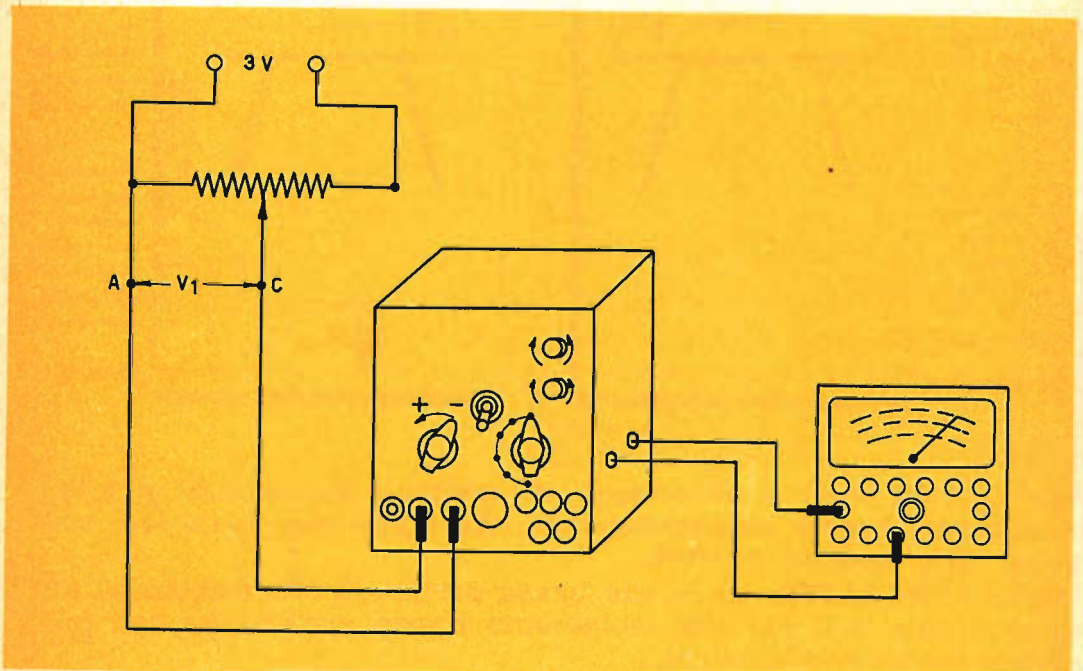



Fig. 11

Come si può constatare la misura è completamente ERRATA.

Proviamo ora a misurare la stessa tensione col voltmetro elettronico come rappresentato in fig. 11.

Per misurare 1,5 volt occorre predisporre lo strumento sulla portata 2 volt fondo scala. La resistenza interna del voltmetro elettronico rimane sempre di 10 MΩ.

La tensione V_1 sarà data dalla formula

$$V_1 = \frac{500.000 \times 10.000.000}{500.000 \times 10.000.000 + (1.000.000 - 500.000)(500.000 + 10.000.000)} \times 3 = 1{,}463 \text{ volt}$$

Come si può constatare la misura è accettabile.

Misure in corrente alternata

Il ponte elettronico costruito per funzionare in c.c., può dare ottimi risultati nella misura delle correnti alternate con l'uso di un adatto puntale.

Basterà infatti inserire in un contenitore metallico un dispositivo atto a raddrizzare la corrente alternata, collegando quest'ultimo all'entrata del ponte si potranno eseguire le misurazioni normalmente.

Lo schema elettrico e la realizzazione pratica di questa sonda sono quelle di figura 12 e 13.

La resistenza da 1,5 MΩ è indicativa, in pratica si dovrà scegliere un valore per il quale le tensioni alternate coincidano con la scala delle tensioni continue.

Con la sonda illustrata si potranno eseguire misurazioni in alta e bassa frequenza, tuttavia sarà prudente fermarsi alla tensione di 50 volt per non caricare eccessivamente il diodo anche se la tensione di cresta di quest'ultimo è 115 V.

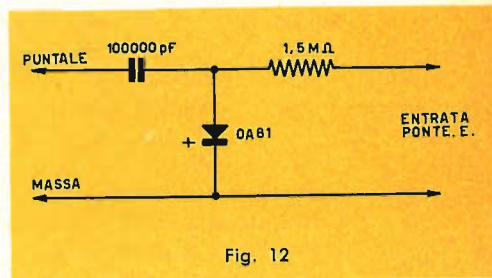



Fig. 12

Alimentazione

Fin qui abbiamo preso in considerazione solo la parte che riguardava il voltmetro elettronico, il circuito elettrico però, presenta una serie di collegamenti con i quali è possibile portare all'esterno anche la tensione di 5 volt c.a. e una 6,3 volt c.a. prelevata dal trasformatore di alimentazione. Dal circuito anodico, è derivata una presa per 280 volt c.c. Con ciò l'apparecchio potrà anche essere usato come alimentatore per esperienze e prove varie; a tal fine è stato previsto l'interruttore I 2 il quale provede a disinserire la valvola 12AU7 quando il ponte elettronico non viene usato.

G. IGHINA

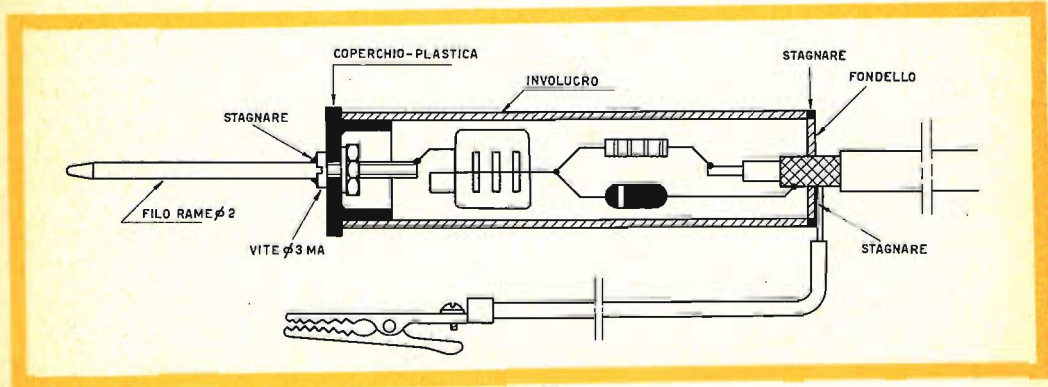



Fig. 13

ELENCO COMPLETO MATERIALI

N.	Descrizione	Simbolo	N. Catalogo G.B.C.
1	Resistenza 10.000 Ω 1 watt	R 1	D/42
2	» 39.000 Ω 1 watt	R 2÷3	D/42
2	» 2,2 MΩ ½ watt	R 4÷5	D/32
2	» 47.000 Ω 1 watt	R 6÷7	D/42
2	Potenziometri 5.000 Ω	R 8÷9	D/332
—	Resistenza 8 MΩ (1 %) ½ watt	R 10	D/32
—	» 1,6 MΩ » »	R 11	»
—	» 200.000 Ω » »	R 12	»
—	» 120.000 Ω » »	R 13	»
—	» 40.000 Ω » »	R 14	»
—	» 40.000 Ω » »	R 15	»
2	Condensatori elettrolitici 500 V. 16	C 1÷2	B/555
2	Condensatori a carta 20.000 p.F.	C 3÷4	B/258
1	Commutatore 6 posiz. 2 vie	G 1	G/1002
1	Commutatore 2 posiz. 4 vie	G 2	G/1007
2	Interruttori a Piretta	I 1÷2	G/1101
1	Portalampada	P	G/1830-1
1	Lampada microminon 12 volt	L	G/1701
1	Cambiatensione	CT	G/2116
1	Trasformatore di alimentazione	—	H/181
2	Manopole	—	F/11
2	»	—	F/119
1	Presa a spinotto		N/1402
1	Valvola 12 AU7		—
1	Valvola EZ 80		—
2	Zoccoli noval		G/2653
2	Spine a pipetta (Rossa-nera)		G/681
2	Coccodrilli		G/853
1	Puntale		G/683
6	Spine a banana		G/624
9	Boccole isolate		G/798
m 3	Cavo		C/181
1	Spina		G/2313
	MINUTERIA VARIA		
—	Viti		G/25
—	Dadi		G/41
—	Viti autofilettanti		G/61
—	Ancoraggi		G/102
20	Rondelle		G/301
10	Rondelle		G/302
10	Piastrine		G/561
m 1	Cavo schermato		—
m 5	Filo per connessioni		—

L'ITALIA AL SESTO POSTO

SIA PER LA RADIO CHE PER LA TV

Quanto pagano e quanti sono gli abbonati TV nel mondo?

Questa statistica pone in rilievo, meglio di ogni altro discorso, la diffusione della radiotelevisione in Italia. Il nostro Paese, infatti figura al sesto posto nella graduatoria mondiale, sia per numero di radioabbonati che per numero di teleabbonati. La proporzione rispetto alla popolazione residente appare anche notevole, perchè è del 17 per cento per i primi e del 5,5 per cento per i secondi: nettamente superiore, per esempio, a quella dell'Unione Sovietica (rispettivamente del 12 e del 3 per cento).

Di regola, in ogni Paese, gli abbonati alla sola radio superano di gran lunga gli abbonati alla televisione, i quali, in genere, pagano una tassa unica per i due tipi di ricezione. Ma fa eccezione la Gran Bretagna, dove ormai, quasi tutte le famiglie hanno acquistato un televisore: gli abbonati alla sola radio, infatti, non risultano nemmeno quattro milioni, mentre gli abbonati alla televisione (e, nello stesso tempo, alla radio) sono più di undici milioni e mezzo.

E' interessante rilevare lo sviluppo assunto dalla TV in certe Nazioni dell'Africa e dell'America del Sud: in Nigeria, per esempio esistono già settantacinquemila apparecchi in funzione, assai più di quanti se ne trovano in alcuni Paesi europei, come la Jugoslavia, nella quale, però, so-

Paesi	Radioabbonati		Teleabbonati	
	data	unità	data	unità
Stati Uniti	1-1-1961	186.000.000	1-1-1961	57.000.000
U.R.S.S.	1-1-1961	24.700.000	10-1961	6.000.000
Giappone	1-1-1961	17.219.500	1-1-1961	6.641.800
Germania Occ.	1-10-1961	16.145.009	1-10-1961	5.489.163
Francia	1-10-1961	10.568.545	1-10-1961	2.434.629
Italia	1-1-1962	8.487.860	1-1-1962	2.761.731
Gran Bretagna	1-9-1961	3.834.000	1-9-1961	11.522.000
Polonia	1-3-1961	4.047.000	1-3-1961	468.000
Argentina	7-1961	4.000.000	4-1961	800.000
Brasile	7-1961	4.000.000	7-1961	850.000
Cecoslovacchia	1-1961	3.118.874	1-10-1961	176.522
Colombia	—	3.000.000	—	150.000
Austria	1-4-1961	2.075.421	1-8-1961	250.000
Svizzera	1-9-1961	1.472.505	1-9-1961	172.000
Danimarca	1-9-1960	1.370.000	1-4-1961	600.000
Australia	—	—	1-8-1961	1.229.084
Olanda	—	—	1-9-1961	950.223
Belgio	—	—	10-1961	800.000
Finlandia	—	—	10-1961	110.236
Nigeria	—	—	6-1961	75.000
Jugoslavia	—	—	4-1961	30.000

no molti gli apparecchi che funzionano nei locali pubblici. L'Australia, poi, batte tutti i Paesi europei (tranne i principalissimi) per la diffusione della TV.

Quanto si paga, per l'abbonamento, nelle varie parti del mondo? I Paesi più cari sono quelli di « oltre cortina »; gli ungheresi, per seguire i programmi televisivi pagano una tassa pari ad oltre trentamila lire, e i polacchi l'equivalente di sessantamila lire. Ma anche in Austria non si scherza troppo, perchè la tassa (non compresa quella per la radio) è pari a quattordicimila lire. Pure in Italia la concessione non è molto economica, con le dodicimila lire l'anno compresa la radio.

Si pensi che in Spagna l'abbonamento costa appena tremila lire e in Olanda circa seimila; gli inglesi, per radio e TV insieme, se la cavano con tre sterline l'anno (circa seimila lire) e nell'isola di Malta, a poche miglia dalla Sicilia la tassa è addirittura irrisoria: pari cioè a millesettecento lire compresa la radio!

I teleabbonati continuano ad aumentare in tutto il mondo, con incrementi, naturalmente, più rapidi nei Paesi di minore diffusione. In Italia, secondo dati provvisori, la produzione di televisori nel 1961 ha raggiunto le settecentomila unità: più che in Francia dove si sono registrati 480.780 apparecchi nei primi nove mesi dell'anno scorso, non molti meno che in Gran Bretagna, ove si sono fabbricati 626.100 apparecchi in sette mesi La produzione più forte, dopo gli Stati Uniti, si ha forse in Giappone: 3.578.000 apparecchi nel 1960, contro 1.700.000 nell'Unione Sovietica.

IL CIRCUITO... DAI MILLE MOLTI

Molti lettori ci hanno scritto per conoscere i valori dei singoli componenti necessari per la realizzazione del circuito descritto nel precedente N. 6, 1961.

A bella posta noi li avevamo sottaciuti nella descrizione del circuito, appunto perchè il Lettore si sbizzarisse nella scelta dei transistori e fosse lui direttamente a determinare poi, a seconda del transistore adottato, i vari dati delle resistenze e dei condensatori.

Di fronte alla richiesta tassativa, e qualche volta un po' ...cattivella di tali dati, ci arrendiamo, e forniamo un elenco dettagliato delle varie parti da noi adottate negli esperimenti eseguiti in Laboratorio.

Schemi figg. 1 e 2

R_1 = 12 kΩ — C_1 = 5 μF
R_2 = 100 kΩ — C_2 = 10 kpF
R_3 = 1 kΩ

Trasformatore GBC impiegato nella fig. 1: P/182

Trasformatore GBC impiegato nella fig. 2: P/185

Batteria: 9 V. c.c.

Transistor impiegato: Philips - OC 72

Schema fig. 3

R_1-R_2-R_3-R_4-R_5-R_6-R_7-R_8 100 kΩ
R_9 8,2 kΩ
C_1 5 μF
T_1 Trasformatore GBC: P/182

Altoparlante: qualsiasi avente la b.m. di impedenza uguale a quella del secondario del trasformatore impiegato.

Transistore: Philips OC 74.

Batteria: 12 V.

Schema fig. 4

R_1 = 8,2 kΩ — C_1 = 5 μF
R_2 = 100 kΩ — T_1 = P/182

Transistore: Philips OC74

Batteria: 12 V

Altoparlante come per fig. 3.

Schema fig. 5

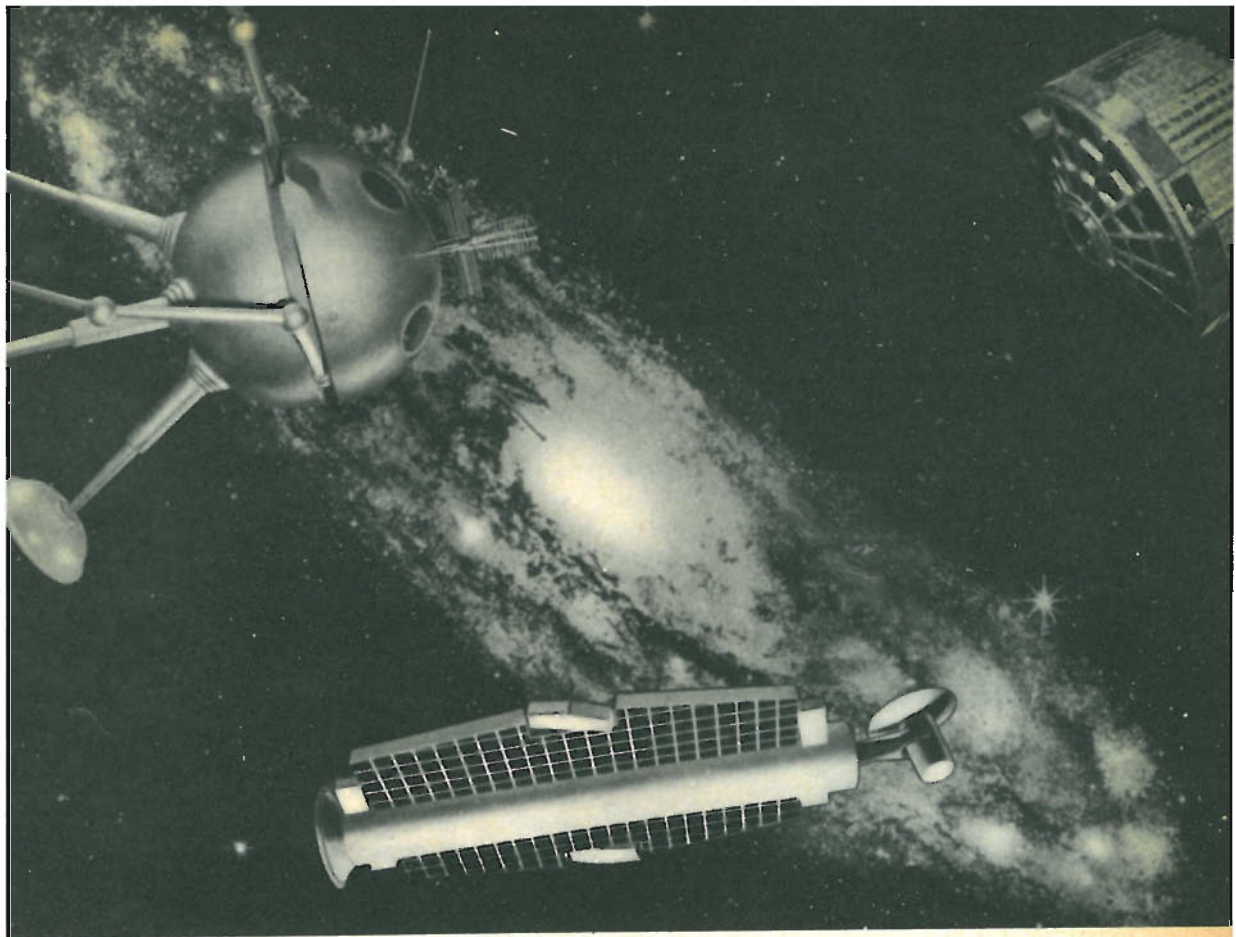
R_1 = 27 kΩ — T_1 = P/182

Altoparlante come per fig. 3

Transistore: Philips OC74

Batteria: 12 V.

Pensiamo con questo di aver soddisfatto i desideri di tutti i lettori che ci hanno scritto... e degli altri.

Ed ora, buon lavoro.

L'AVVENIRE DELLE TELECOMUNICAZIONI

DA ELECTRONIC "AGE"

Il progresso storico delle comunicazioni, attraverso le formidabili barriere del tempo e dello spazio, procede, sul nostro pianeta, di pari passo con l'avanzare della civiltà. In effetti il pensiero umano aveva raggiunto altissime vette già da millenni, almeno per quanto concerne gli ordinamenti civili, la filosofia e in genere l'umanesimo.

Nel campo scientifico invece, si sono dovuti superare ostacoli che hanno richiesto secoli e secoli per giungere alla conoscenza di fenomeni e di forze che oggi vengono sfruttati su larga scala in ogni branca di attività.

Ma un fatto è certo: una volta scoperta l'elettricità e le leggi che ne regolano gli effetti, il progresso della scienza è stato vertiginoso in tutti i campi.

Basta tornare indietro di un secolo, per constatare che i mezzi di comunicazione si limitavano a segnalazioni a vista, mediante semafori e fari, mezzi per altro non sempre possibili per il variare delle condizioni atmosferiche.

Per contro, i traguardi che si pone oggi la tecnica delle telecomunicazioni, per la trasmissione di suoni e di immagini, non è soltanto la possibilità di comprendere tutta la superficie del globo terrestre in una rete di diffusione, ma anche quelli di vagliare tutte le possibilità di comunicazione con altri pianeti e, possibilmente, con altre specie di genti.

Sono di attualità gli studi per il raggiungimento della prima parte di un così meraviglioso programma di conquiste, le cui prospettive si presentano quanto mai promettenti. In questa prima fase dovrà essere resa possibile l'audiovisione simultanea di cose e fatti su tutti i continenti.

Gli studiosi prevedono la realizzazione di questo progetto entro il decennio, con la messa in orbita di un certo numero di satelliti, destinati a riflettere sulla terra le radioonde.

Dei vari e complessi problemi concernenti le radiocomunicazioni mediante satelliti, diremo solo che, in primo luogo essi allargheranno ed accelereranno i servizi radio televisivi di cui già disponiamo, rendendo le attuali trasmissioni estensibili a tutto il globo. I satelliti, funzionando come « distance booster », capterebbero e rinvierebbero sulla terra i segnali, attraverso una successione di riflessioni, così come può, con mezzi ottici, essere più volte riflesso un raggio di luce.

A questo scopo, studiosi americani avrebbero proposto il collocamento in orbita di un certo numero di satelliti, lungo la linea equatoriale, in modo da costituire altrettanti punti di riflessione, su cui convogliare i canali televisivi dei trasmettitori di interesse intercontinentale.

I tecnici delle Case impegnate in questo genere di studi, prevedono il collocamento in orbita di due o tre satelliti, a circa 22.000 miglia al disopra dell'equatore, con cui assicurare un nuovo e vasto sistema di comunicazioni via radio, tale da estendere ed intensificare tutti i servizi che attualmente sovraccaricano le linee servite da cavi sottomarini.

Benché iniziati di recente, gli studi sulle trasmissioni tramite i satelliti, fervono contemporaneamente presso il Dipartimento americano della Difesa, presso la NASA e presso industrie private. Ciascun gruppo di studiosi contribuisce con vari concetti risolutivi alla grande intrapresa, dalla quale sono da attendersi sorprendenti sviluppi.

In questi ambienti, tecnicamente qualificati al più alto livello, si prevede entro il 1970 la realizzazione pratica di un sistema permanente di radiocomunicazioni intercontinentali, con effetti psicologici di grande portata, ai fini di assicurare la pace fra i vari popoli del mondo.

L'assoluta priorità delle iniziative nel ramo elettronico è, almeno fino ad oggi, saldamente in mani americane. Tuttavia, in questa gara destinata ad avvicinare sempre più i popoli, non è tanto importante sapere chi giungerà per primo, quanto arrivare nel più breve tempo possibile.

Recentemente, accordando una conferenza stampa, il Presidente Kennedy richiese uno studio politico, affiancato a quello scientifico, per stabilire come un sistema di comunicazioni con satelliti possa essere rapidamente realizzato. Inoltre, alle Nazioni Unite, venne presentato un programma che illustrava come si sarebbe potuto ottenere un primo canale televisivo mediante satelliti, per proiettare e far conoscere in tutto il mondo, le più importanti deliberazioni del Consiglio di Sicurezza.

Un diretto accesso ai dibattiti che si svolgono nella Sede delle Nazioni Unite, considerato sotto il profilo politico, segnerebbe l'inizio di un generale risveglio e, almeno nel campo ideologico, abbatterebbe le barriere artificialmente poste a delimitare lo scambio fra i popoli. Si presume ragionevolmente che ogni tentativo di sabotare tali comunicazioni, per scopi di politica restrittiva, risulterebbero più dannosi agli stessi promotori, di quanto lo sarebbe lasciare aperta la via ad ogni scambio di pensiero.

Le comunicazioni intercontinentali con satelliti, porterebbero un notevole contributo di civiltà e di assistenza spirituale, ai popoli sottosviluppati dell'Africa e dell'Asia, i quali verrebbero a partecipare degli avvenimenti e dei progressi del mondo civile.

Un altro capitolo, che interessa l'avvenire delle telecomunicazioni, riguarda gli studi diretti a stabilire comunicazioni con la Luna e con gli altri pianeti. Di immediata importanza sono quelli destinati a stabilire i futuri rapporti col nostro naturale satellite, in vista dei prossimi sbarchi di uomini, per i quali una gara febbrile impegna russi ed americani.

Gli allunaggi, previsti per il 1970 e forse anche prima, saranno preceduti da una serie di esplorazioni, intese a stabilire la

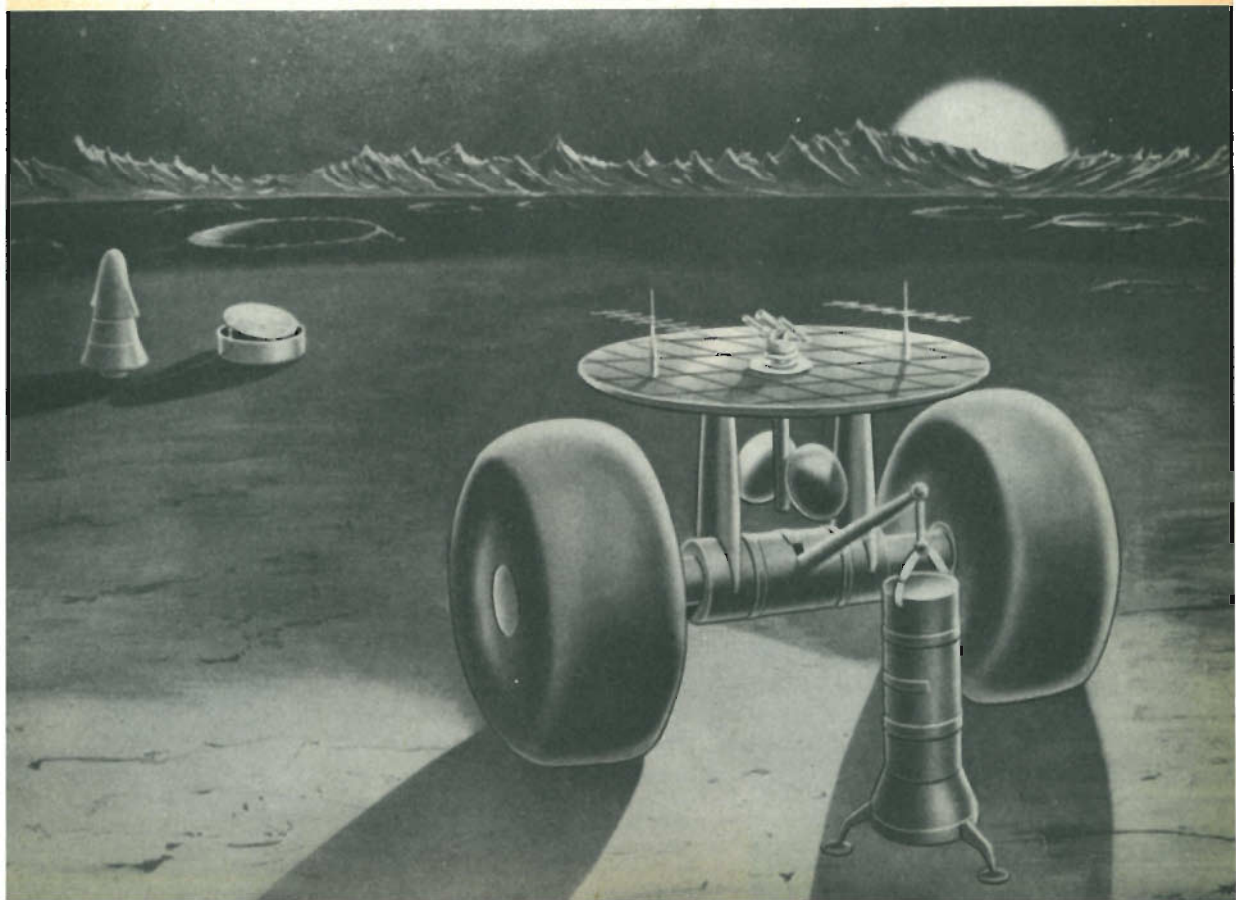
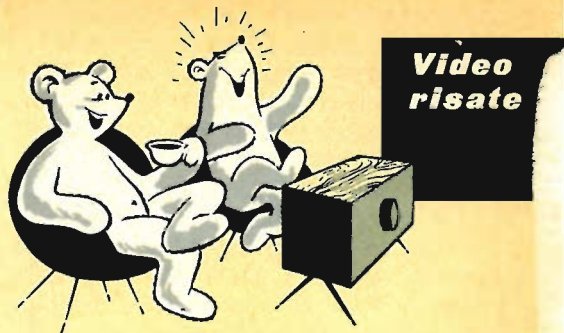
ubicazione più adatta per la creazione di un campo lunare dove far preventivamente pervenire tutto quanto potrà necessitare agli astronauti: cibo, acqua, energia potenziale, strumenti e, infine, una capsula per il ritorno sulla terra.

Le intraprese astronaute dei due paesi in gara non si limitano all'invio di squadre di uomini sulla Luna; da ambo le parti si pensa di valersi di quelli che saranno i risultati ottenuti nell'esplorazione del più vicino satellite, per tentare nuovi lanci verso pianeti più lontani.

Giganteschi osservatori astronomici si stanno costruendo in America ed in Russia, per facilitare l'allunaggio dei piloti spaziali e per studiarne dalla Terra tutte le caratteristiche ambientali e stabilire, in precedenza, come rendervi possibile, sia pure per un tempo limitato, la sopravvivenza dell'uomo.

Ma alla conquista dello spazio si affianca tutto un altro settore di studi, con propositi e previsioni non meno ambiziosi: quello attualmente più assillante consiste nella riduzione del peso e del volume di tutti gli equipaggiamenti elettronici. Già con l'uso dei transistori e con una più approfondita conoscenza dei relativi circuiti, si è giunti a concentrare fino a 100 milioni di elementi attivi di computo elettronico, nello spazio di circa 35 centimetri cubici!

L'**Advanced Design Center** americano ha costruito un televisore a colori tascabile, combinato con radioricevitore a modulazione di frequenza, che a buona ragione si suppone diverrà il miglior amico dei cronisti del più prossimo domani.

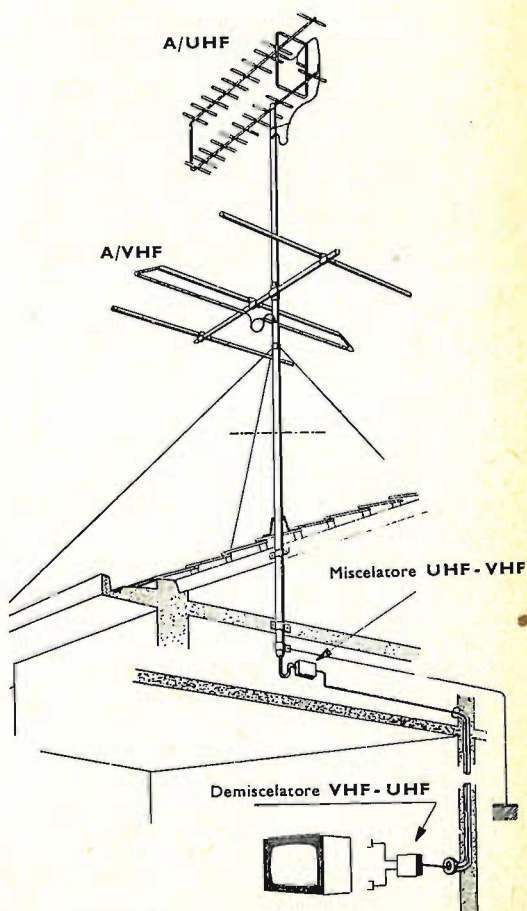
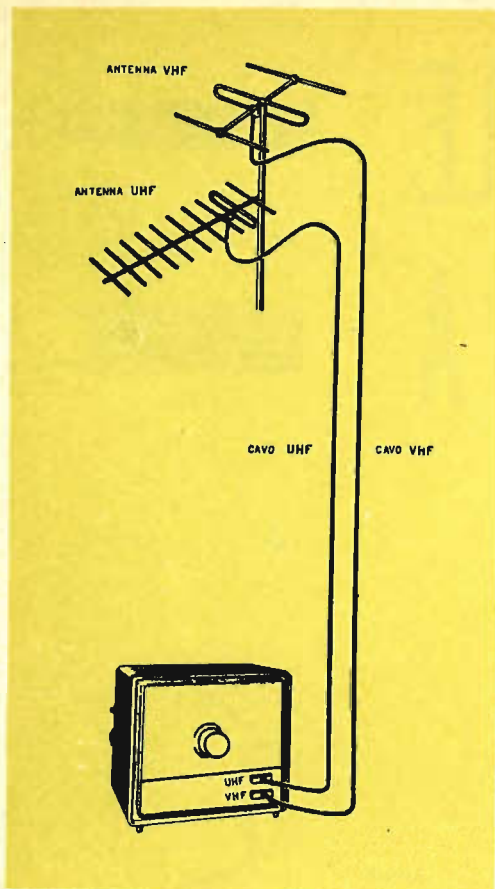
L'esemplare prototipo rappresenta, solo per il momento, ciò che è stato fatto per costipare in così piccolo volume un apparecchio tanto complesso. In questa direzione, gli studi che si stanno conducendo porteranno presto alla realizzazione di ricestrasmettitori radio e TV di eguale compattezza. Così come è prevedibile che si potranno avere trasmettitori assolutamente autonomi, capaci di fornire immediate informazioni sui rilievi ambientali di qualsiasi natura ed entità e trasmissioni audiovisive di fatti ed avvenimenti, con assoluta tempestività, senza che alcun operatore sia richiesto a sollecitare le molteplici funzioni.

Video risate

CAVO COASSIALE O PIATTINA ?

Dopo l'annuncio dato dalla RAI Radio Televisione Italiana, che col 4 Novembre 1961 sarebbero iniziate le trasmissioni del 2° programma, si è verificato, da parte dei teleutenti, una vera e propria caccia alle apparecchiature necessarie per riceverlo.

Logicamente, la richiesta più massiccia è rappresentata dal materiale d'antenna, e più precisamente, oltre alle antenne vere e proprie, dai miscelatori, dai demiscelatori, dai conduttori costituenti le **discese.**

Poichè la maggiore richiesta del mercato porta naturalmente con sè un aumento di prezzi, si è venuta a creare una nuova massa di antennisti improvvissati, incapaci e poco scrupolosi. Essi cominciano col mettere il telutente in imbarazzo rivolgendogli domande come questa:

Vuole l'impianto con miscelatore e demiscelatore, o diretto? Desidera le discese in piattina o in cavo coassiale? Unite o separate? Noi le consigliamo la piattina, e così via.

Il teleutente preso alla sprovvista, il più delle volte non sa cosa rispondere, e l'antennista che a questo mira, offre i suoi consigli e allora... se in magazzinc ha una buona scorta di miscelatori-demiscelatori, consiglierà senz'altro il loro impiego; se le sue scorte di piattina superano la rimanenza di cavo coassiale, magnificherà le doti eccellenti della piattina a discapito del cavo coassiale, senza preoccuparsi affatto se, in seguito, la ricezione diverrà difficoltosa.

Per evitare che si verifichino casi incresciosi, vogliamo fornire sia allo antennista coscienzioso che al teleutente, pochi consigli che, se scrupolosamente seguiti, permettono di realizzare degli ottimi impianti, di rendimento costante nel tempo.

Chi possiede un televisore ha, il più delle volte, l'antenna esterna collegata all'apparecchio mediante una piattina bifilare di 300 Ω.

Orbene, noi sconsigliamo senz'altro di usare la stessa piattina anche per il 2° programma, consigliamo anzi di approfittare dell'occasione per sostituire questa col cavo coassiale.

La piattina bifilare facilmente intaccabile dagli agenti atmosferici, invecchia infatti più rapidamente del cavo, perdendo molto in resistenza meccanica; inoltre, non essendo in nessun modo protetta elettricamente è maggiormente soggetta a captare i disturbi elettrici che si generano all'intorno.

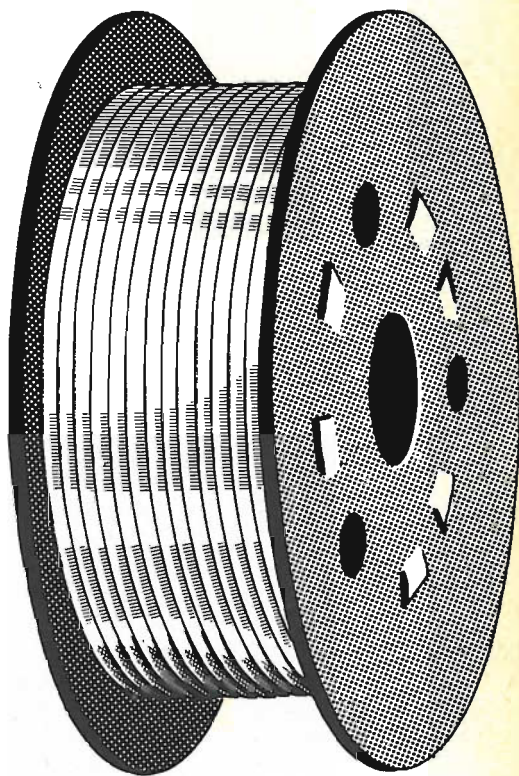
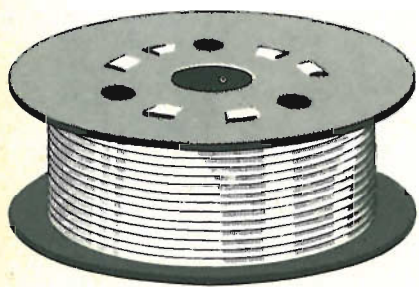
Il suo minor costo non compensa i suoi difetti. Il cavo coassiale, meccanicamente più robusto, ha il conduttore centrale protetto oltre che da un isolante plastico, anche da una calza metallica schermante che lo difende dai disturbi elettrici di origine esterna, consentendo così una ricezione migliore e costante per un lungo periodo di tempo.

La linea di trasmissione (discesa), può essere, indifferentemente una sola per la ricezione dei due programmi, o due distinte e separate. La discesa unica comporta obbligatoriamente l'uso del miscelatore e del demiscelatore, due organi necessari, ma che inevitabilmente danno luogo a perdite; con la discesa sdoppiata e cioè una per il VHF e una per l'UHF, è escluso l'impiego del miscelatore e del demiscelatore e quindi si ottiene una miglior prestazione della discesa d'antenna.

Da quanto sopra visto si possono trarre, pertanto, le seguenti conclusioni:

a) E' senz'altro consigliabile sostituire la discesa d'antenna in piattina, con una altra costituita da **cavo coassiale.**

b) Se il segnale ricevuto in luogo è forte, si può ricorrere alla discesa d'antenna unica, ma nelle zone marginali, a debole segnale, e particolarmente quando il ricevitore è posto ad una certa distanza dal trasmettitore, **è senz'altro consigliabile effettuare le due discese separate ed in cavo coassiale.**

Riteniamo di avere offerto sufficienti ragguagli ai tecnici coscienziosi ed agli utenti, secondo il nostro costume di articolisti obbiettivi.

Va sempre maggiormente affermandosi la tendenza di grossi complessi industriali a sostenere lo sport. Adeguandosi a questo principio la G.B.C. è entrata a far parte del mondo pugilistico.
Si era presentata un paio di mesi fa, quasi in punta di piedi per non turbare la quiete dell'ambiente. Oggi, invece, il suo nome è all'ordine del giorno: le sue organizzazioni, i pugili affiliati alla sigla della G.B.C., sono riusciti a rinvigorire le sorti del pugilato italiano.

Soprattutto a Milano, la situazione organizzativa nel campo guantonato, si presentava assai complessa. Noti qualificati organizzatori reputavano ormai Milano come una « Piazza Pugilistica » proibita alle tasche degli amministratori della riunione: le organizzazioni della G.B.C. alle quali fanno parte i dinamici « manager » Umberto Branchini e Libero Cecchi — « il trainer » che portò Mario D'Agata al titolo mondiale dei « Pesi Gallo » — hanno compiuto il miracolo. Ora gli appassionati affollano in un numero sempre maggiore le arene nelle quali la G.B.C. presenta i suoi « SHOWS ». In pochi mesi dodici riunioni sono state portate alla ribalta, sui quadrati di tutta Italia ed alla vigilia del Congresso della Associazione critici italiani del Pugilato (A.N.I.S.P.), il Sig. Castelfranchi ha compiuto un ennesimo gesto che lo ha imposto alla simpatia della stampa stessa: quello dell'istituzione di una cintura d'oro, intitolata a Cleto Locatelli, — il grande campione recentemente scomparso —, da giudicarsi al primo campione italiano che conquisterà la corona dei « Pesi Leggeri » categoria nella quale Locatelli combatteva, e la « dotazione » del « Trofeo » A.N.I.S.P. per il miglior pugile straniero Europeo, che quest'anno è toccato a un inglese Dave « Silent » Charuley. Le organizzazioni G.B.C., che comprendono i noti pugili, come: Vecchiatto, Garbelli, Mazzola, Manca, Burruni, tanto per citare nomi dei quali non occorre nessuna presentazione, debuttarono in campo organizzativo il 4 Novembre scorso, allestendo a Foggia il « match » fra Curcetti e Locatelli. Sei giorni dopo a Pavia la G.B.C. presentava un « cartellone » sostenuto da Garbelli e Seba, con « sottoclou » Omodei - Borra - Castoldi, invece, affrontava Napoleon o Gomez Da Silva, un simpatico negro proveniente dal Brasile: quel giorno centinaia di spettatori furono rimandati a casa scontenti dal « tutto esaurito » affisso ai botteghini.

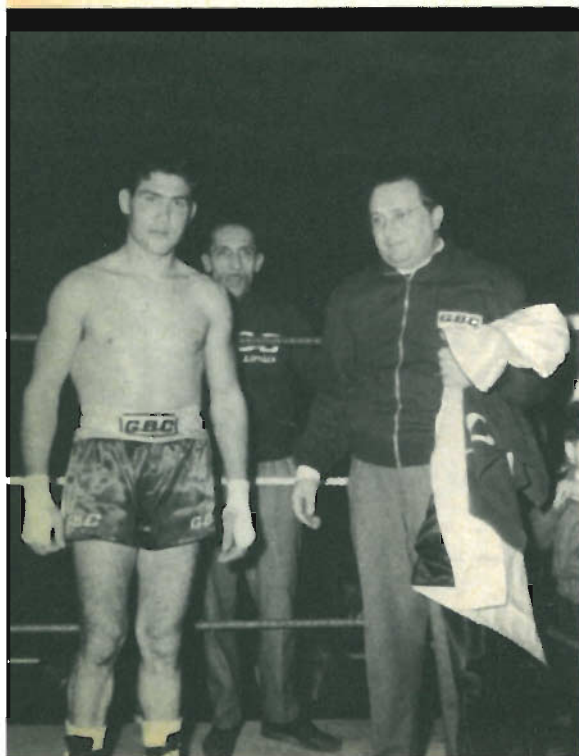
Anche a Torino, dove il pugilato non tornava da tempo, la riunione G.B.C. che presentava Mario Vecchiatto opposto all'ambizioso ispano Bobby Ros, che molti ricorderanno avversario di Loi, tornato nelle alte sfere della boxe mondiale dopo il prestigioso pari, imposto a Rafiu Ching ebbe buon successo. La serata, organizzata alla Ponchia, offriva anche lo show di Ernesto Miranda un argentino chiamato il « Sivori del ring » per le sue funamboliche azioni, opposto al francese Lamora, del quale ricordiamo un pareggio del D'Agata dei bei tempi; anche Musso, medaglia d'oro alle olimpiadi era della partita.

Quattro giorni dopo, a Modena, il « peso medio » Fiori era ingaggiato dalla

①

②

Nelle foto: 1) *Il manager Branchini mette i guantoni al « peso massimo » Friso nell'incontro di Padova* - 2) *Il « medio massimo » Menno mentre si allena in palestra* - 3) *Il « peso medio » Fiori dopo l'incontro sostenuto a Modena contro Le Noir* - 4) *Il Signor Castelfranchi* (a sinistra) *con i suoi procuratori Signori Branchini e Cecchi.*

③

④

G.B.C. per incontrare Chebbi Mahamoud detto « Le Noir ».

Il 29 Novembre a Padova l'ex campione italiano dei pesi massimi, Federico Friso, incontrava, nell'ennesima riunione della nota sigla, il titolato spagnolo, Josè Mariano Echevarria, un tipo che si fa rispettare.

Un mese dopo a Torino, nel capace Palazzo dello Sport, Gran Gala delle organizzazioni G.B.C.: Mazzola - Friso per la massima corona italiana; sottoclou affidato a Vecchiatto (opposto a Jacobs) e poi Manca, oggi « challanger » al titolo europeo dei welters detenuto da Loi, opposto a Smith.

Passano 4 giorni e troviamo la carovana della G.B.C. nuovamente a Pavia; questa volta è Omodei ad incontrare il « cobra » De Silva in una riunione che ha il suo sottoclou in un'avvincente Favari - Echevarria.

Ma la perla della collana G.B.C. è stata offerta a Milano, nel giorno della Befana: Castoldi, il Rosso « Peso Welter » che affascina le folle romane, incontrava Dante Palaez, un peruviano che a Parigi aveva troncato ogni avversario. La stampa reputava troppo pericoloso il confronto per l'alfiere della G.B.C., ma la sigla di Castelfranchi ha dimostrato che sa affrontare anche il rischio che un suo pugile possa perdere a favore dello spettatore e dell'agonismo sportivo.

Lo spettacolo infatti, non è mancato, grazie anche agli altri combattimenti presentati che sono parsi tutti incerti ed equilibrati.

Castoldi superò se stesso mandando al tappeto il peruviano — impresa mai riuscita ad alcun pugile — con il suo slancio terribile, vincendo poi brillantemente ai punti. La serata milanese costituiva anche l'esordio italiano di un nuovo pugile, il « medio massimo » Josè Menno fatto venire dall'Argentina da Umberto Branchini.

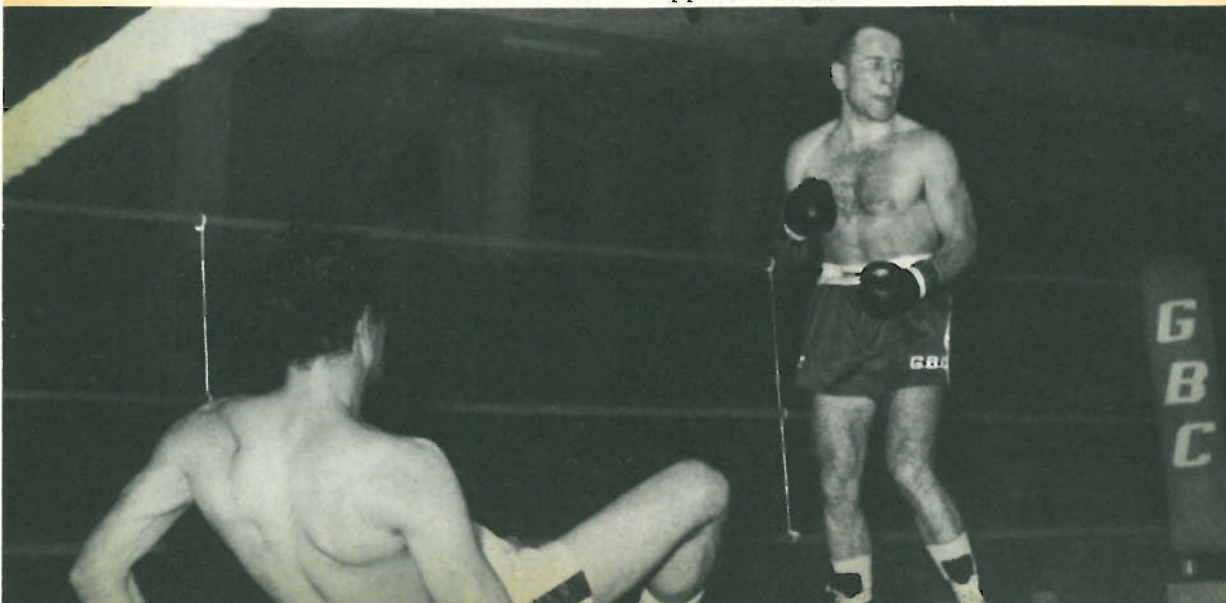
Menno ha molto impressionato e destato clamore il 19 Gennaio superando, dopo accanita lotta,, il pari peso Clementi, un battagliero « fighter » che vive in Lussemburgo.

Altre riunioni sono state organizzate dalla G.B.C. — il 15 Gennaio a Bologna, il 22 a Modena e il 25 a Torino — e sempre hanno destato vivo interesse.

La stessa TV italiana si interessa sempre maggiormente agli « shows » della G.B.C. il che costituisce il maggior termometro della passione con la quale gli sportivi seguono l'attività pugilistica della sigla di Castelfranchi.

L'ultimo ambito conferimento viene dall'A.N.I.S.P., cioè dall'associazione dei critici del boxing, che anche quest'anno ha assegnato al manager Umberto Branchini, legato all'attività della G.B.C. l'Oscar del migliore manager per l'annata 1961, ed a Salvatore Burruni, il campione d'Europa dei « pesi mosca » — che combatte anche lui per i colori della G.B.C. — l'Oscar del miglior pugile professionista dello scorso anno. Logico, quindi, che la G.B.C. cerchi il tris: magari l'Oscar degli organizzatori per il 1962.

A.C.

Castoldi mette al tappeto Palaez

PER RICEVERE IL 2° PROGRAMMA

Oggi, agli inizi delle trasmissioni del II° programma, riteniamo far cosa grata ai nostri Lettori, possessori di televisori di vecchio tipo (solo VHF) o predisposti per la ricezione in UHF, indicando cosa debbono fare per ricevere la nuova emissione.

Per tutti i tipi di televisori, prima d'ogni altra cosa, occorre montare la nuova antenna; come debba essere questa, è stato chiaramente illustrato in precedenti articoli, non vale quindi la pena di ripeterci, ci limiteremo a ricordare che, per ottenere il massimo guadagno, si dovranno effettuare le seguenti operazioni:

1) ad installazione avvenuta, ruotare l'antenna UHF fino ad ottenere la massima intensità del segnale sullo schermo del televisore.
2) alzare o abbassare di pochi centimetri l'antenna stessa per la migliore ricezione dell'immagine.

Inoltre, come linea di discesa dell'antenna, si sconsiglia l'uso della classica piattina, occorre invece impiegare cavo coassiale per UHF con appropriato bilanciatore.

Per le modifiche da introdurre nell'apparecchio, occorre distinguere da tipo a tipo.

Se l'apparecchio da aggiornare è un televisore di vecchio tipo, costruito per ricevere solo il programma nazionale (I° programma), allora occorre acquistare nel più vicino magazzino G.B.C. un convertitore M/360, fig. 1, ovvero M/362, fig. 3.

Il convertitore suddetto, si compone di tre parti principali:

1) Unità di conversione
2) Alimentatore
3) Commutatore UHF/VHF (nell'M/362 la commutazione avviene attraverso il sintonizzatore VHF e quindi sono stati aboliti i due tasti di commutazione).

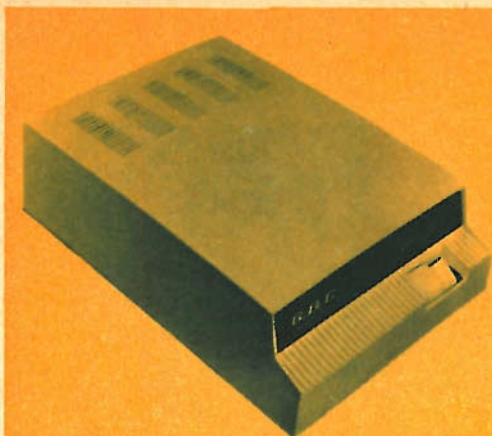



Fig. 1 - Convertitore M/360.

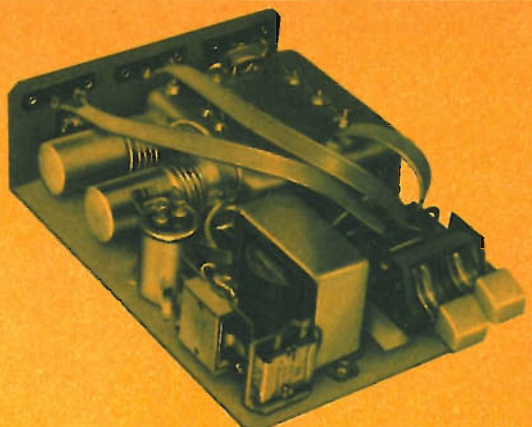



Fig. 2 - Interno convertitore M/360.

1) Unità di conversione

Impiega, V. fig. 4, due triodi PC86 con griglia a quadro, appositamente realizzati dalla Philips per la gamma delle UHF.

2) Alimentatore

E' costituito da un trasformatore con prese primarie a 125 - 160 e 220 V., e avvolgimento secondario a 7,6 - 0 - 175 V.

La tensione a 7,6 V circa, serve per alimentare, in serie, i filamenti delle due valvole PC86, il cui consumo è di 0,3 A.

La tensione a 175 V, opportunamente raddrizzata attraverso un raddrizzatore ad ossido di selenio, e quindi filtrata dalla cellula R_1 - C_1 - C_2, viene impiegata per alimentare le placche dei due suddetti triodi.

3) Commutatore UHF/VHF

Comprende un dispositivo meccanico di commutazione a tasti di cui è visibile in fig. 5 lo schema elettrico. La manovra è semplicissima, schiacciando il tasto di sinistra (1) il convertitore rimane escluso, e il televisore commutato sull'antenna VHF può ricevere il I° programma.

Per ricevere il II° programma basta premere il tasto di destra, si inseriscono così il convertitore e l'antenna UHF (1). Commutare poi il selettore dei canali del televisore sul canale VHF, sul quale è stata tarata l'uscita della unità di conversione.

I convertitori vengono forniti per i canali:

A/B - targa frontale nera

C - targa frontale blu

(1) Questa manovra non viene effettuata usando l'M/362.

Sintonia del convertitore

Viene effettuata dal retro del convertitore agendo sull'albero di sintonia che si affaccia nel foro contraddistinto coll'indicazione « sintonia ».

Fig. 3 - Veduta esterna ed interna del sintonizzatore M/362.

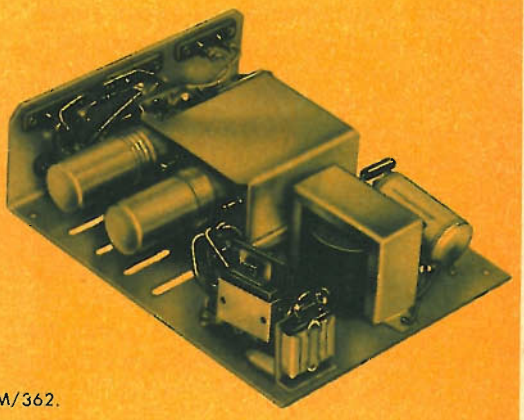
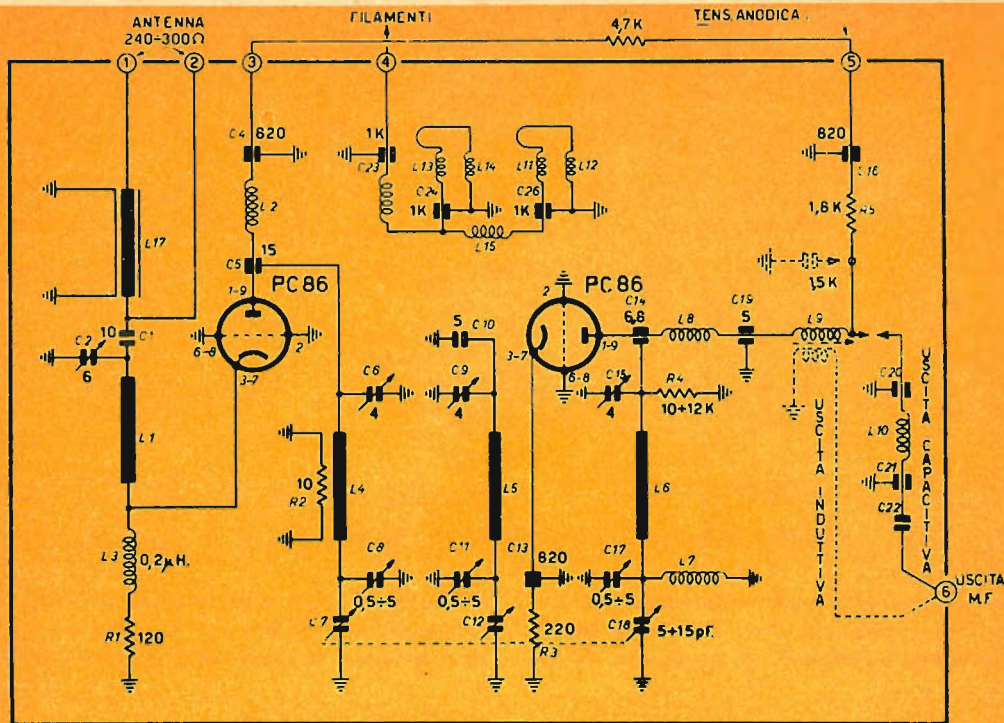



Fig. 4 - Schema elettrico di principio del sintonizzatore.

E' una operazione che la prima volta è bene sia effettuata dall'installatore o da personale qualificato. Generalmente non occorrerà ritoccare detto comando. Chiarite così le idee circa le parti che compongono il convertitore, vediamo come funziona l'intero impianto.

Lo schema di fig. 6 mostra in modo evi-

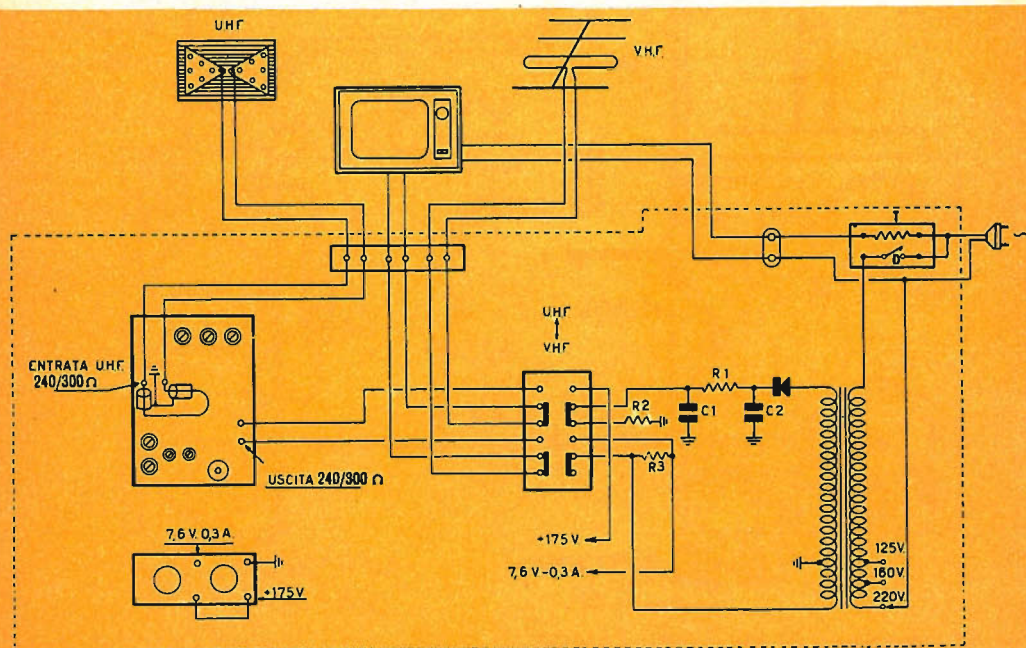



Fig. 5 - Schema elettrico dei collegamenti interni nel convertitore M/360.

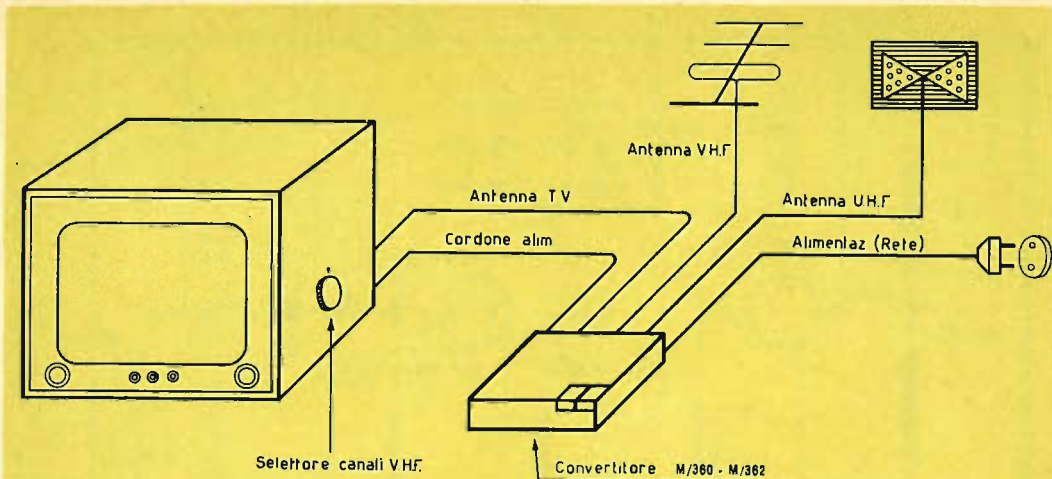



Fig. 6 - Come va effettuato il montaggio dei convertitori M/360 - M 362.

dente come vanno effettuati i collegamenti tra i vari elementi, non riteniamo perciò necessario dilungarci in proposito. Come nel caso di ogni apparecchiatura elettrica, occorrerà controllare che la spina del cambio tensione si trovi nella posizione corri-

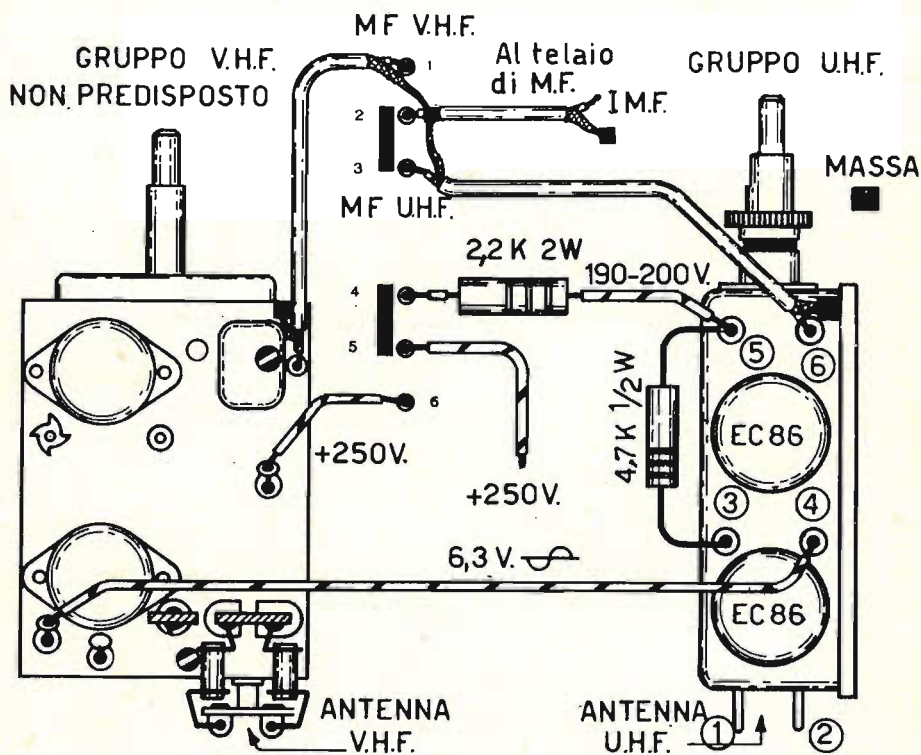
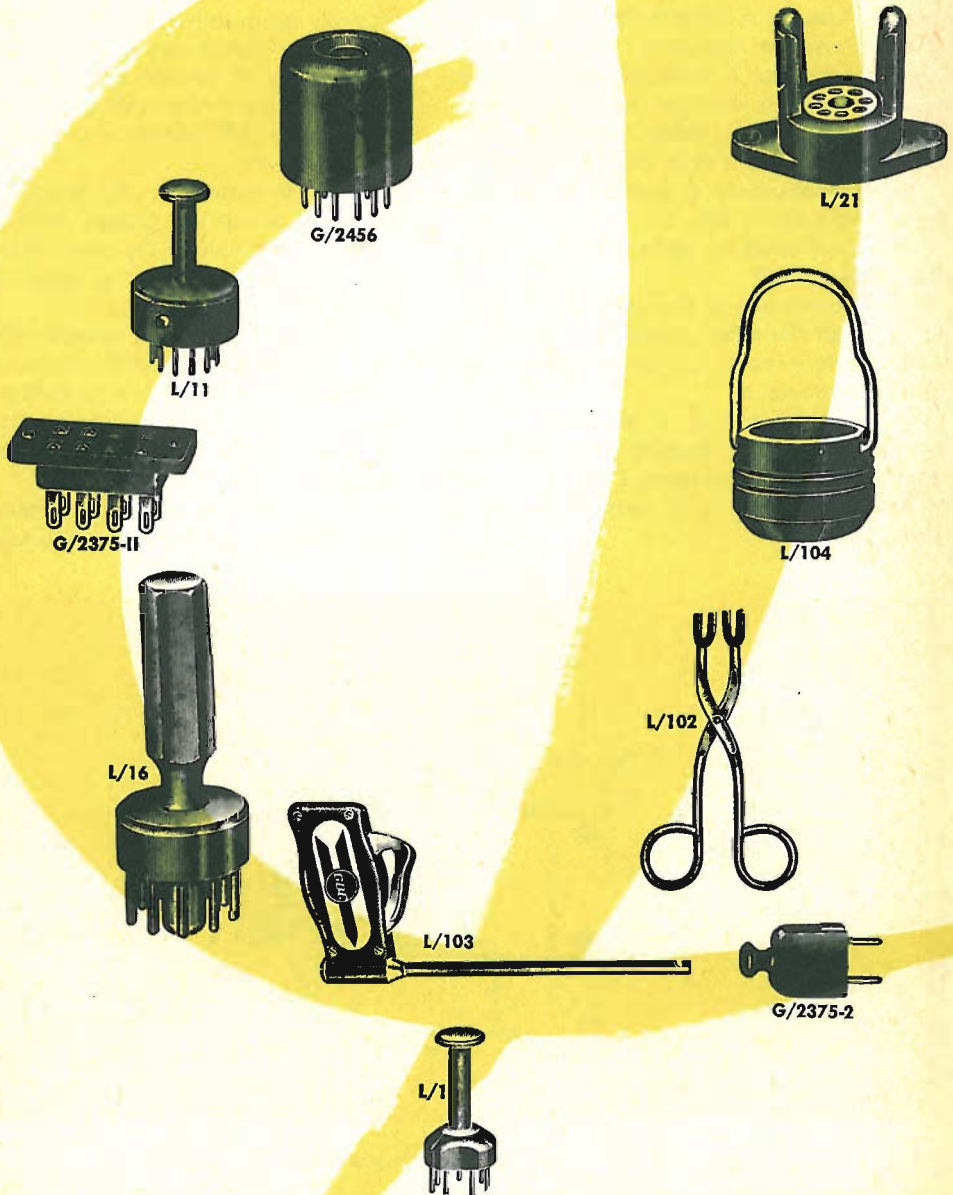



Fig. 7 - Connessioni del gruppo UHF al televisore.

spondente al valore della tensione di rete locale. Le posizioni del cambio tensione in funzione dei valori della tensione locale sono:

125	da (110 a 130 V)
160	da (140 a 160 V)
220	da (220 a 240 V)

* * *

Una diversa soluzione può essere costituita invece dall'adozione di un sintonizzatore da inserire direttamente dentro il mobile del vecchio televisore.

In questo caso il materiale occorrente è:

a) Un gruppo UHF con uscita a frequenza pari a quella del telaio video.

b) Una tastiera a due vie.

La trasformazione si realizza collegando come indicato in fig. 7.

1) Al terminale 1, della tastiera, l'uscita del gruppo VHF

2) Al terminale 2, il cavetto che fa capo all'ingresso del telaio video (I° F.I.).

3) Al terminale 3, l'uscita del gruppo UHF (terminale 6).

4) Al terminale 4, il terminale 5 del sintonizzatore UHF tramite una resistenza che ne abbassi la tensione a 200 V.

5) Al terminale 5, il cavetto che porta il + 250 V.

6) Al terminale 6, il cavetto che porta al gruppo VHF, l'anodica (+ 250 V).

7) Il montaggio va completato connettendo tra loro, tramite una resistenza da 4,7 kΩ 1/2 W, i terminali 3 e 5 del gruppo UHF, e al terminale 4 di quest'ultimo, il 6,3 V, in arrivo dal gruppo VHF.

La fig. 8, mostra in particolare, il montaggio meccanico ed elettrico del gruppo e della tastiera sul televisore.

Per gli apparecchi di vecchio tipo, costruiti per ricevere il primo programma (VHF), ma predisposti per la ricezione del secondo programma (UHF) quali ad esempio lo SM/1800, basta aggiungere il gruppo UHF fig. 9 connettendo:

1) Tra loro i terminali 3 con quello 5, del gruppo UHF tramite una resistenza da 4,7 kΩ ½ W.

2) Al terminale 4, del gruppo UHF il 6,3 V. in arrivo dal gruppo VHF.

3) Al terminale 5 l'anodica abbassata a 190 ÷ 200 V, per mezzo di opportuna resistenza da 2,2 kΩ - 2 W.

4) Al terminale 6 il cavetto schermato che porta il segnale UHF convertito a F.I.

Eseguite le operazioni sopradette, e collegato il televisore alla rete ed alle antenne VHF e UHF, esso deve funzionare immediatamente.

La regolazione del sintonizzatore UHF **deve essere limitata alla regolazione del**

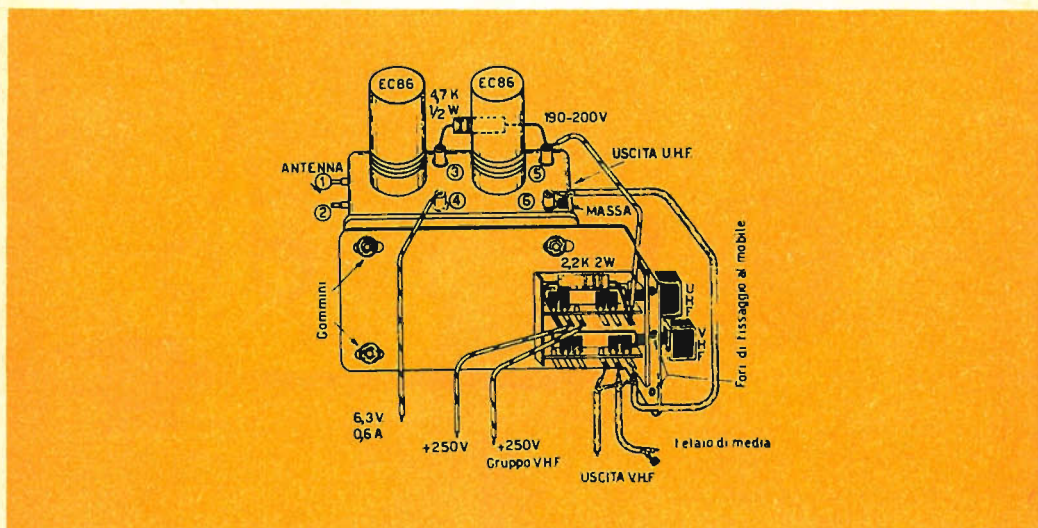



Fig. 8 - Montaggio del gruppo UHF e della tastiera sulla piastra.

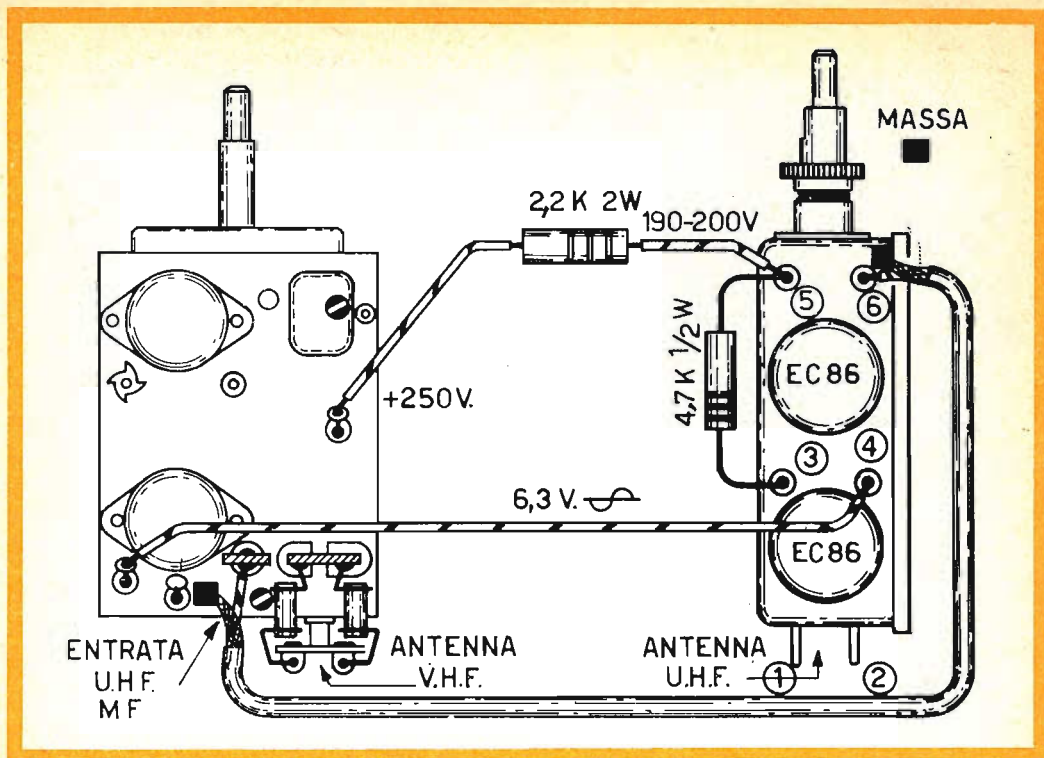



Fig. 9 - Connessioni del gruppo UHF « Family » al sintonizzatore VHF M/336.

nucleo dell'oscillatore montato sul gruppo UHF M/390.

Si raccomanda nel modo più assoluto di non toccare i sette compensatori del gruppo.

Il complesso « sintonizzatore », va poi fissato con tre viti sulla parete interna destra del televisore, nelle immediate vicinanze del gruppo VHF, facendo sporgere verso l'esterno, attraverso apposito foro, il comando doppio di sintonia.

Qualora l'apparecchio da aggiornare col II° programma, fosse un TV/41 - TV/51 - TV/60 - TV/72 - TV/82, il gruppo sintonizzatore da montare è in questo caso l'M/406, fig. 11.

Le operazioni di montaggio variano a seconda del tipo di televisore e precisamente:

Per i televisori TV/41 e TV/51, montare il sintonizzatore con le parti meccaniche tipo M/406-1 (specificate a pag. 148).

Per televisori TV/72 e TV/82, è invece, da impiegare il sintonizzatore con parti meccaniche tipo M/406-2. Infine per i tele-

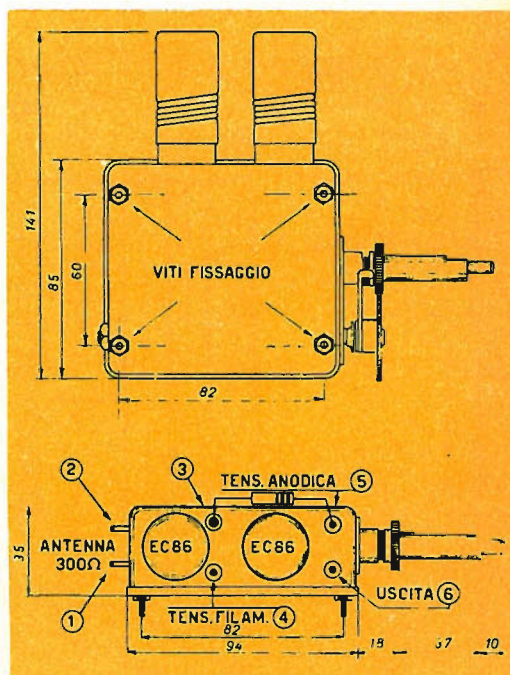



Fig. 10 - Dimensioni d'ingombro del gruppo UHF M/390.

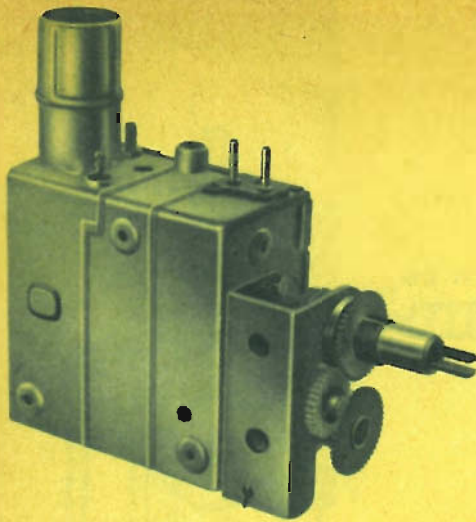



Fig. 11 - Gruppo sintonizzatore M/406.

visori TV/59 - TV/60 montare il sintonizzatore con parti meccaniche tipo M/406-3.

Combinazioni di fornitura accessori:

M/406-1 - *Sintonizzatore M/406 più:*
n. 1 squadretta di fissaggio
n. 1 manopola con piattello graduato
n. 3 viti da 3 x 7 mm
n. 3 viti a legno 4 x 12 mm

M/406-2 - *Sintonizzatore M/406 più:*
n. 1 squadretta di fissaggio
n. 1 manopola con piattello graduato
n. 3 viti da 3 x 7 mm
n. 3 viti a legno 4 x 12 mm

M/406-3 - *Sintonizzatore M/406 più:*
n. 1 manopola con piattello graduato
n. 3 viti da 3 x 7 mm per il fissaggio del complesso sulla piastra esistente nel televisore.

Montaggio meccanico

1) Fissare mediante tre viti la squadretta al gruppo sintonizzatore UHF. Le figure 13 - 14 indicano inequivocabilmente in quale posizione le squadrette devono essere montate sul gruppo stesso.

2) Togliere il tappo contrassegnato UHF situato sul lato destro del televisore. Nel caso che tale tappo non esistesse, eseguire sul mobile, in corrispondenza del perno, un foro del Ø di 32 mm.

3) Fissare la squadretta al mobile mediante tre viti a legno.
Fare attenzione che le punte delle viti non escano dalla parte opposta della

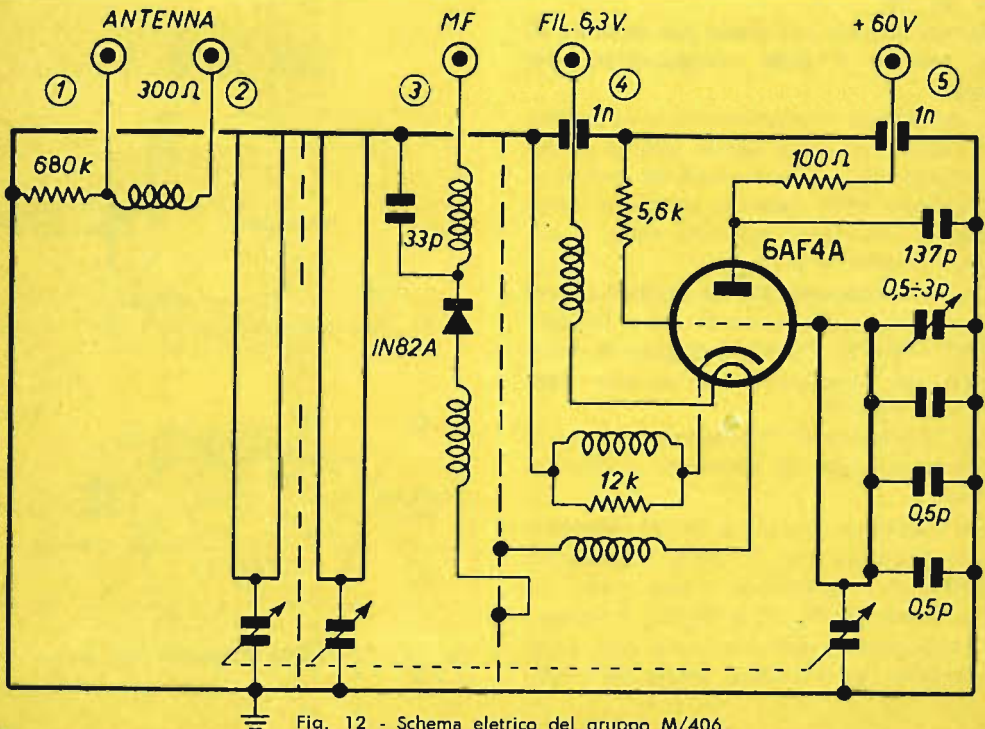



Fig. 12 - Schema eletrico del gruppo M/406.

CONDENSATORI WIMA TROPYFOL F

Dielettrico in film plastico poliestere. Forma cilindrica. Terminali assiali. Il più ampio campo di applicazione.
Temperatura di impiego: da — 55°C sino a + 100°C.
Tensioni di impiego da c.c.: 125 V - 400 V - 1000 V.
Tensione di prova in c.c.: 2,5 Un.
Tangente dell'angolo di perdita a 20°C: tgδ 5÷6 x 10^{-3} a 1000 Hz.
Resistenza di isolamento a 20°C:
per C $\leq$ 0.02 μF: 1 x 10^6 MΩ minimo.
per C $\geq$ 0.02 μF: 20.000 s minimo (MΩ x μF).
Tolleranza nella capacità: per C $<$ 0.01 μF ±20 %
per C $\geq$ 0.01 μF ±10 %
Prova di durata: a + 100°C e 1.25 Un, più di 3000 ore senza scarti.
Prova di umidità: a + 55°C e 95 % + 5 % umidità relativa. Dopo 10 giorni resistenza isolamento invariata.
Caratteristiche particolari: Contatti sicuri. Terminali saldati alla piastrina. Schermaggio perfetto mediante prolungamento dei fogli esterni. Ingombro ridotto. Stabilità nel tempo.

tropyfol F

CONDENSATORI WIMA TROPYFOL M

Dielettrico in film plastico poliestere alluminizzato. Forma cilindrica; terminali assiali.
Temperatura di impiego: da — 55°C sino a + 100°C.
Tensione di impiego c.c.: 125 V — 400 V.
Tensione di prova c.c.: 2 Un.
Tangente dell'angolo di perdita: tgδ 5÷10.10^{-3} a 20°C a 1000 Hz.
Resistenza di isolamento valori medi a 20°C:
$\leq$ 0.01 μF: 1.10^6 MΩ
$\geq$ 0 .1 μF: 10.000 s (MΩ μF).
Tolleranza nella capacità: per C $\leq$ 0.01 μF ±20 %
per C $\geq$ 0.01 μF ±10 %
Prova di durata: a + 100°C e 1.25 Un $\geq$ 1000 ore senza scarti.
Prova di umidità: + 55°C e 95 % di umidità relativa. Dopo 10 giorni nessuna variazione nei valori elettrici.
Caratteristiche particolari: Contatto sicuro. Schermaggio perfetto grazie al prolungamento dei fogli esterni. Resistenza isolamento eccellente. Sicurezza di esercizio. Ingombro minimo. Lunga durata.

tropyfol M

CONDENSATORI WIMA DUROLIT

Dielettrico in carta impregnata in resina sintetica. Forma cilindrica in involucro isolante; terminali assiali.
Temperatura di impiego: da — 55°C sino a + 100°C.
Tensioni d'impiego c.c.: 250 V - 400 V - 630 V - 1000 V.
Tensione di prova c.c.: 3 Un
Tangente di angolo di perdita a 20°C: tgδ 6÷8.10^{-3} a 1000 Hz.
Resistenza d'isolamento a 20°C:
Valori cap. $\leq$ 0.01 μF: 1.10^6 MΩ
Valori cap. $\geq$ 0.01 μF: 10.000 s (MΩ μF)
Tolleranza nella capacità: per C $\leq$ 0.01 μF ±20 %
per C $\geq$ 0.01 μF ±10 %
Prova di durata: a 100°C e 1.25 Un $\geq$ 2000 ore senza scarti.
Prova di umidità: + 55°C e 95 % + 5 % di umidità relativa. Dopo 20 giorni resistenza isolamento invariata.
Caratteristiche particolari: Contatti sicuri. Schermaggio perfetto mediante allungamento fogli esterni. Chimicamente stabili. Resistenza meccanica eccezionale. Perfetta impermeabilità all'aria.

Durolit

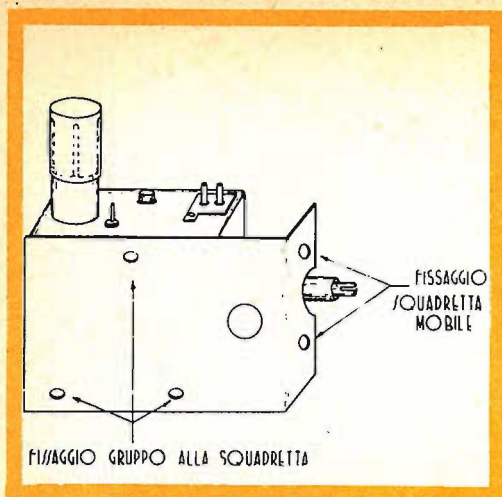



Fig. 13 - Montaggio del gruppo M/406 della squadretta nei televisori TV/41 e TV/51.

Fig. 15

parete danneggiando la superficie esterna del mobile.

4) Preparare saldati la spina ed i collegamenti (figg. 15 e 16).
5) Portare il selettore VHF sulla posizione UHF indicata dalla manopola.
Inserire la spina UHF nell'apposita presa del gruppo VHF e controllare, col televisore acceso, se c'è tensione ai piedini n. 2 e 4 (fig. 16).
6) Se al piedino n. 1 non ci fosse tensione anodica, vuol dire che esiste una interruzione nel circuito, occorre quindi inserire nel tamburo ruotante del gruppo VHF la strip per l'UHF.
Se non ci fosse tensione al piedino n. 2, inserire tra i punti n. 1 e 2 della spina una resistenza da 10 kΩ 2 W.
7) Collegare poi con cavetto schermato il punto n. 3 del gruppo UHF col punto A del gruppo VHF.
8) Saldare ai terminali 1 e 2 uno spezzone di piattina da 300 da collegarsi alla basetta dell'antenna.

Fig. 14 - Montaggio del gruppo M/406 sulla squadretta nel televisori TV/72 e TV/82.

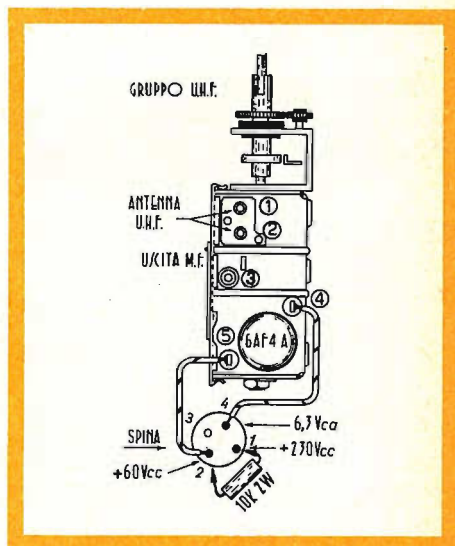



Fig. 16

LE BASI DELLA
MODERNA ELETTRONICA

a cura di L. CASCIANINI

Questa serie di articoli ha il semplice scopo di illustrare al tecnico impegnato nel lavoro di riparazione e di progetto di apparecchiature elettroniche, i concetti essenziali che, secondo le moderne teorie sono alla base del funzionamento dei tubi a vuoto, a gas e dei dispositivi a semiconduttori. Ci si limita quindi solo all'essenziale tralasciando tutti quei particolari che d'altra parte si possono trovare ampiamente descritti in ottimi manuali. Ciò non toglie però che il lettore che ci avrà seguito in questo nostro lavoro non possa ritrovarsi alla fine, quelle idee essenziali sui tubi, semiconduttori e circuiti che rappresentano il prezioso e indispensabile patrimonio del tecnico moderno.

1ª Parte

IL FENOMENO DELLA CONDUZIONE NEI CONDUTTORI NEI SEMICONDUTTORI E NEI GAS

I tubi termoionici e i dispositivi a semiconduttori (diodi e transistor) sono le colonne su cui è appoggiata tutta la moderna elettronica. Quando noi vogliamo esaminare da vicino il funzionamento di questi elementi, ci imbattiamo subito sugli elettroni, e cioè su quelle particelle elettriche negative contenute nell'atomo di ogni elemento. Il funzionamento di questi dispositivi sarà quindi compreso a fondo solo se accenneremo, seppur brevemente, alle moderne teorie sulla costituzione della materia.

Questa prima parte illustrerà pertanto i seguenti argomenti:

Costituzione della materia
Struttura dell'atomo
Livelli di energia ed espulsione di elettroni dall'atomo
Emissione termoelettronica e fotoelettrica
Conduttori, semiconduttori e isolanti
Il reticolo cristallino nei materiali semiconduttori
Materiale semiconduttore di tipo N
Materiale semiconduttore di tipo P
Effetto della luce sui cristalli
Meccanismo della scarica nei gas

Costituzione della materia

Si chiamano **molecole** le parti più piccole di una determinata sostanza che posseggono ancora tutte le caratteristiche fisico-chimiche della sostanza stessa. Le dimensioni fisiche delle molecole sono estremamente ridotte. Le molecole, a loro volta, possono essere scisse, per via chimica o fisica, in altre particelle le quali, però, non posseggono più le proprietà fisico-chimiche della primitiva molecola. Queste nuove, piccole particelle sono chiamate **atomi;** ne esistono, in tutto, 92 tipi diversi. Tutta la materia organica e inorganica risulta formata dalle più svariate combinazioni di questi 92 elementi. Per esempio, una molecola di acqua risulta composta da due atomi di idrogeno combinati con un atomo di ossigeno; una molecola di un composto organico, come potrebbe essere l'aspirina o la benzina è formata da un insieme di molti atomi disposti in una maniera molto più complessa. In molte altre sostanze, come il carbonio e il rame, la molecola risulta formata da un solo atomo (molecola monoatomica). I materiali di cui ci occuperemo in seguito risultano, in prevalenza, formati da molecole formate da un solo atomo.

Struttura dell'atomo

L'atomo viene universalmente rappresentato in modo tridimensionale (fig. 1). Però, per meglio comprenderne la struttura e le leggi, si preferisce usare la rappresentazione bidimensionale indicata in fig. 2. E' tuttora confermata da molte prove indirette la teoria enunciata da Rutherford e Bohr in base alla quale le particelle positive e negative non si trovano nell'atomo « mescolate » in qualche modo ma ordinate e governate da leggi ben definite. Le particelle negative o **elettroni** si muovono, infatti, intorno ad un nucleo centrale su orbite che rassomigliano, in tutto, a quelle percorse dai pianeti intorno al sole. Il nucleo, a sua volta, risulta formato da **protoni e da neutroni.** La fisica pura dimostra però che, all'interno del nucleo, non si trovano soltanto neutroni e protoni ma anche altre particelle di cui, però, noi non ci occuperemo in quanto non servono a spiegare il funzionamento dei dispositivi elettronici (valvole termoioniche e semiconduttori).

L'elettrone ha una carica negativa definita (1,6. 10^{-19} coulomb). Per farsi un'idea della piccolezza di questa carica basti pensare che il numero di elettroni di una corrente di 1 ampere che in un secondo attraversano la sezione di un dato conduttore è dato dal prodotto 6,4. 10^{18}. Ovviamente, anche la massa dell'elettrone è molto piccola ($9,1 \times 10^{-31}$ kg): il peso complessivo di tutti gli elettroni trasportati in un anno da una corrente dell'intensità di 160 A risulta appena di 28,34 g!!!

In condizioni normali, l'atomo è elettricamente neutro, non possiede cioè nessuna carica specifica, positiva o negativa che sia; cioè dipende dal fatto che la carica negativa degli elettroni, cui abbiamo accennato più sopra, viene annullata da una corrispondente carica positiva, di uguale valore assoluto, contenuta nel nucleo dello stesso atomo. Queste cariche positive si chiamano **protoni.** Nel nucleo di un atomo « neutro » si trovano tanti protoni quanti sono gli elettroni distribuiti nelle varie orbite. Nel nucleo dell'atomo oltre ai protoni positivi sono contenute anche altre particelle **neutre,** cioè senza alcuna carica positiva o negativa, chiamate **neutroni.** Un protone e un neutrone insieme pesano 1850 volte di più di un solo elettrone. Possiamo quindi affermare che il peso complessivo di una determinata sostanza è costituito essenzialmente dal peso dei

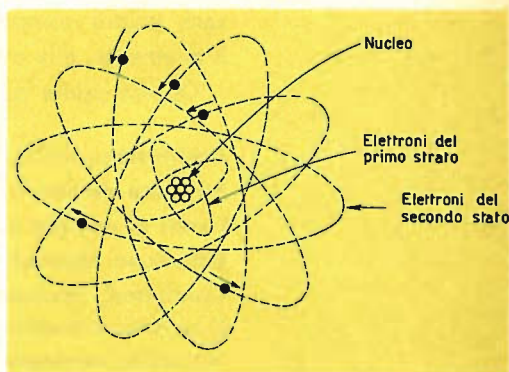



Fig. 1 - Rappresentazione tridimensionale dell'atomo. Nel nucleo si trovano protoni e neutroni; gli elettroni si muovono intorno al nucleo su orbite o strati ben definiti.

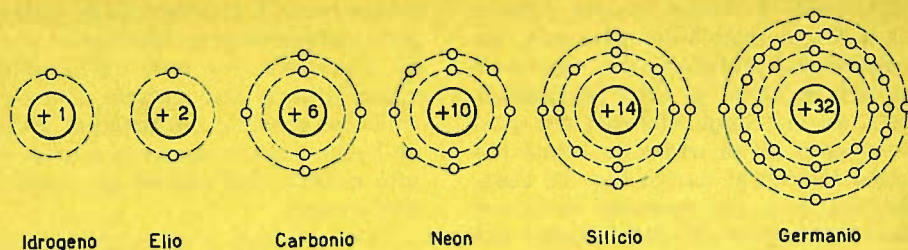



Fig. 2 - Rappresentazione bidimensionale dell'atomo di alcuni elementi. Nel nucleo è indicato il valore numerico della carica positiva (protoni) che, in un atomo neutro, è completamente neutralizzata da un eguale numero di elettroni; l'anello o strato esterno è quello che caratterizza la valenza dell'elemento. Il germanio e il silicio possedendo quattro elettroni nello strato esterno sono tetravalenti.

neutroni e dei protoni contenuti nei nuclei degli atomi della medesima.

Abbiamo detto che l'atomo risulta formato essenzialmente da un nucleo centrale intorno al quale gli elettroni orbitano come i pianeti intorno al sole. Le orbite dei pianeti solari giacciono, pressapoco, su uno stesso piano, mentre le orbite percorse dagli elettroni nel loro moto intorno al nucleo sono disposte su piani diversi, e conferiscono pertanto all'insieme un aspetto sferico, e quindi tridimensionale.

Le forze che governano il sistema solare sono di natura gravitazionale; quelle che, nell'atomo, stabiliscono la distanza tra nucleo ed elettroni sono di natura elettrica essendo il risultato della mutua azione di quelle forze che vengono a stabilirsi tra le cariche negative elementari degli elettroni periferici e quelle positive dei protoni del nucleo.

Supponendo di ingrandire l'atomo dell'idrogeno fino a farlo diventare una sfera di un metro di diametro si scoprirebbe che le dimensioni del nucleo al centro dell'atomo, e dell'elettrone periferico, sarebbero quelle di una capocchia di spillo. In questo caso, la superficie della sfera rappresenterebbe il luogo geometrico di tutte le possibili posizioni occupate dall'elettrone dell'idrogeno nel suo moto di rivoluzione intorno al nucleo.

Possiamo quindi concludere come le immense distanze che intercorrono tra il sole e i pianeti, fatte le debite proporzioni, sono pressochè mantenute anche tra il nucleo e gli elettroni dell'atomo; questo concetto si esprime molto concisamente dicendo che « l'atomo dentro è vuoto ».

Tra tutti gli elementi, l'idrogeno è quello che possiede la struttura atomica più semplice; esso possiede, infatti, nel nucleo, un singolo protone e un solo elettrone che orbita intorno ad esso. Abbiamo visto come aumentando il numero degli elettroni aumenti anche il numero dei protoni (e dei neutroni) e che, perciò, l'atomo diventa più pesante. La nota classificazione periodica degli elementi è stata ottenuta disponendo ordinatamente gli elementi secondo il loro numero crescente di protoni ed elettroni. Per esempio, l'atomo del neon (Ne) possiede **10** elettroni, **10** protoni e **10** neutroni, quello del rame (Cu) possiede **29** elettroni, **29** protoni e **34** neutroni.

I singoli elettroni orbitano intorno al nucleo ad una distanza finita e ben determinata. L'orbita più interna, chiamata **orbita K,** può contenere fino a 2 elettroni e non di più. L'orbita successiva, **orbita L,** può ospitare fino a 8 elettroni. La terza orbita, **orbita M,** può contenere fino a 18 elettroni. La quarta orbita, **orbita N,** può contenere fino a 32 elettroni. Le orbite successive hanno un massimo di 18, 12 e 2 elettroni, in questo ordine.

Queste orbite quando vengono rappresentate su di un piano assumono l'aspetto di anelli concentrici; ed è per questo motivo che, in chimica, per descrivere molte

reazioni si usa il termine **anello** (fig. 2). In fisica, però, è meglio vedere l'atomo nella sua forma reale tridimensionale, ed usare pertanto la parola **strato,** significando con ciò il luogo di tutte le possibili posizioni assunte dagli elettroni che possono collocarsi su di una data orbita nel loro moto intorno al nucleo (fig. 1). L'atomo dell'idrogeno, per esempio, ha il suo elettrone nello strato K. Negli atomi dei materiali che interessano dal punto di vista elettrico, un elettrone può esistere nello strato N solo se gli strati inferiori (K, L, M) hanno quel numero di elettroni che ogni singolo strato può contenere. In fig. 2 sono indicate le strutture atomiche di alcuni elementi.

Lo strato esterno o orbita esterna, chiamato **strato di valenza,** è quello che determina l'attività chimica degli elementi. Se questo strato contiene tutti gli elettroni che esso può contenere, la sostanza è chimicamente inerte, non si combina cioè con nessun altro elemento. Esempi di queste sostanze sono i cosiddetti gas nobili come il neon, il cripton, l'argon.

Se, però, l'anello o strato esterno della sostanza è incompleto, non possiede cioè tutti gli elettroni che potrebbe contenere, esso, per natura, tende a completarsi prendendo gli elettroni mancanti dagli atomi di altri elementi e formando con questi, legami chimici stabili. Questa tendenza dello strato esterno a completarsi di elettroni porta alla formazione delle molecole, cioè di composti chimici stabili come, per esempio, l'acqua, il cloruro di sodio (sale da cucina) ecc.

Livelli di energia ed espulsione di elettroni dall'atomo.

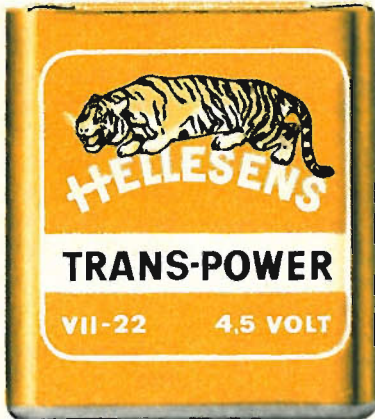
Gli strati od orbite percorse dagli elettroni nel loro movimento intorno al nucleo hanno una posizione ben definita rispetto al nucleo stesso, e gli elettroni di un atomo di un determinato elemento si trovano **tutti** sistemati e suddivisi nelle varie orbite o strati; **non può un elettrone trovarsi tra un'orbita e l'altra.** La distanza dei vari strati dal nucleo dell'atomo conferisce agli elettroni dei singoli strati differenti valori di energia meglio conosciuti come **livelli di energia;** gli strati possono essere completamente pieni di elettroni (strati interni), oppure completamente vuoti (strati più esterni). L'elettrone può però trasferirsi da uno strato all'altro; può passare cioè da un livello per esempio più basso di energia ad un livello più alto di energia; ciò si verifica solo quando **dall'esterno** gli viene fornita dell'energia.

L'energia che bisogna fornire all'elettrone perchè esso possa « saltare » da un livello di energia ad un altro livello di energia è discontinua (discreta), e viene misurata in « quanti » Un quanto di energia rappresenta la più piccola quantità di energia che viene scambiata in questi fenomeni. **Si avranno pertanto quantità di energia multiple dell'unità « quanto », ma mai frazioni di « quanto ».**

L'energia necessaria ad un elettrone per « saltare » da uno strato, o livello inferiore (bassa energia), ad uno strato superiore o più esterno (ad alta energia), ha un « valore finito » e ben determinato. Se, quindi, per far « saltare » un elettrone da uno strato inferiore ad uno superiore si richiedesse un quantitativo di energia, supponiamo, di tre quanti, e noi non ne avessimo che due, il « salto » non avverrebbe. Se, però possiamo aumentare il precedente livello di energia (per esempio, immettendo nell'atomo dell'energia sotto forma di calore o di radiazione luminosa) sino a raggiungere il valore di tre quanti, constatiamo allora che, raggiunto questo livello, l'elettrone « salta » di colpo nello strato superiore a più alta energia. Si dice in questo caso che l'atomo è in uno **stato eccitato.**

L'elettrone tende, però, per natura, a riacquistare il livello di energia posseduto prima che gli venisse aggiunta energia dall'esterno. Pertanto, dopo un certo tempo, l'elettrone « risalterà » al livello primitivo di energia. Ovviamente, dovrà rilasciare quell'energia che lo aveva portato nel livello superiore. Questa energia verrà rilasciata **sotto forma di luce;** in particolare, il colore di questa luce, determinato dalla lunghezza d'onda, dipenderà dalla « lunghezza del salto ». Possiamo pertanto affermare che i differenti colori di luce emessi dai vari metalli sono prodotti dalla

HELLESENS

HELLESENS
H-10
9 VOLT
Specially for
TRANSISTOR RADIO

for
transistor
radio

diversità della lunghezza dei « salti » che l'elettrone deve effettuare tra gli strati degli atomi dei vari metalli per riportarsi al livello di energia primitivo.

Riassumendo possiamo dire che gli elettroni di un atomo, si trovano distribuiti intorno al nucleo su **livelli di energia** ben definiti o, come si suol dire, **livelli di energia discreti o permessi.** Questi livelli permessi di energia sono fissi e invariabili; possono contenere tutti gli elettroni possibili ed essere quindi pieni (strati interni), oppure essere completamente vuoti (strati esterni). L'aggiunta o la sottrazione di energia dall'esterno può far « saltare » un elettrone da un livello **permesso** ad un altro livello permesso, ma non può in nessun caso modificare **la posizione** del livello permesso rispetto al nucleo dell'atomo.

Gli elettroni dei livelli più alti possono immagazzinare un quantitativo di energia superiore a quello degli elettroni dei livelli più bassi. L'eventuale energia fornita dall'esterno verrà quindi, assorbita dagli elettroni dello strato più esterno. Così, per esempio, la somministrazione di energia sotto forma di calore, farà saltare l'elettrone verso i livelli di energia più esterni.

Insistendo nel fornire altra energia calorica dall'esterno, può accadere che l'elettrone, vinte le forze interne dell'atomo, venga addirittura proiettato dallo strato più esterno, verso lo spazio esterno; ciò non è altro che il noto effetto della emissione degli elettroni per mezzo del calore, comunemente chiamato **emissione termoelettronica o termoionica.**

Gli elettroni dello strato più esterno di un atomo possono essere lanciati fuori dall'atomo anche quando vengono colpiti da una particella esterna (che può essere l'elettrone stesso) che abbia acquistato, sotto l'influenza delle forze elettriche di un campo, una tale energia cinetica (velocità) da vincere, anche in questo caso, le forze che legano le varie particelle al nucleo dell'atomo **(fenomeno della scarica e della ionizzazione dei gas).** L'espulsione di elettroni dalle superfici metalliche può avvenire anche per semplice urto di altri elettroni **(fenomeno dell'emissione secondaria).** La luce può considerarsi formata da « quanti » con livelli di energia ben definiti (fotoni). L'energia contenuta in un « quanto di luce », o fotone, aumenta con la frequenza della luce stessa, per cui, i quanti di luce ultravioletta (onda corta) hanno un contenuto energetico superiore ai quanti di luce rossa (onda lunga).

Alcuni metalli sono sensibili alla luce nel senso che quando un raggio di luce colpisce la loro superficie, i quanti di energia contenuti nel raggio luminoso possono fornire agli elettroni dell'atomo del metallo una tale energia da farli « saltare » verso strati a livelli di energia maggiore, e cioè verso gli strati più esterni: la situazione limite si ha quando l'energia dei quanti è tale da far fuoriuscire gli elettroni dalla superficie stessa del metallo **(effetto fotoelettrico o emissione fotoelettronica).**

Emissione termoelettronica e fotoelettronica.

Gli elettroni liberi dei tubi a vuoto, e di alcuni tubi a gas, sono ottenuti mediante riscaldamento di una superficie metallica chiamata **catodo.** Il materiale impiegato come catodo deve, per essere tale, poter emettere elettroni ad una temperatura inferiore alla sua temperatura di fusione; deve essere, inoltre, meccanicamente stabile in modo da consentire una emissione abbastanza costante nel tempo ed avere un rendimento di emissione [1], molto elevato rispetto ad altri materiali dotati di analoghe proprietà emissive.

Il lavoro che si deve compiere per estrarre un elettrone dalla superficie di un metallo viene chiamato **lavoro di estrazione,** e viene misurato in **elettroni-volt** (eV). Un elettrone-volt corrisponde al lavoro che un elettrone compie muovendosi tra due punti a differenza di potenziale di 1 V.

Il **tungsteno puro** è stato uno dei primi materiali usati per produrre elettroni per effetto termoelettronico. Il tungsteno, alla temperatura di 2250 °C, possiede un'emissione di 680 mA per cm² di superficie. A

[1] Si definisce rendimento di emissione, il rapporto tra il flusso di elettroni (mA) che una data superficie catodica può emettere e la potenza (W) necessaria per riscaldare tale superficie fino alla temperatura di emissione.

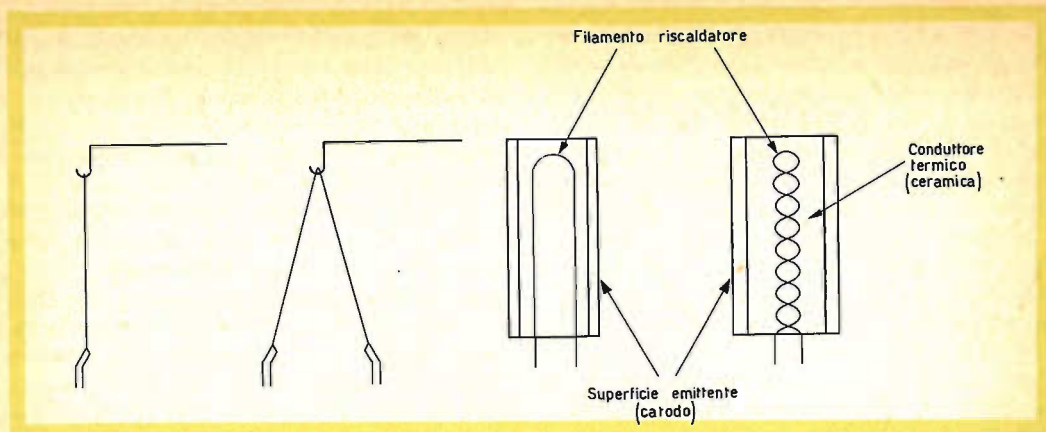



Fig. 3 - Alcuni tipi schematizzati di catodi termoemittenti. I primi due a sinistra sono costituiti da fili di tungsteno riscaldati direttamente (filamento) e ricoperti da ossidi alcalini (stronzio, bario). Vengono impiegati in tubi alimentati con batteria. Seguono due catodi a riscaldamento indiretto; è indicato schematicamente il filo riscaldatore incluso nel tubetto ricoperto da ossidi alcalini (stronzio e bario) che costituisce la superficie emittente vera e propria. Vengono impiegati in tubi alimentati dalla tensione di rete.

questa temperatura, il rendimento di emissione è di circa 4 mA per watt di potenza spesa per portarlo a quella temperatura. Come in tutti gli altri materiali termoemittenti, anche nel tungsteno l'intensità di emissione subisce notevoli variazioni qualora ci si allontani anche di poco dalla temperatura di emissione.

Infatti, un filamento di tungsteno, alla temperatura di 2000 °C può considerarsi « freddo », in quanto a questa temperatura la sua emissione diventa del tutto trascurabile. Rispetto a tutti gli altri materiali termoemittenti, il tungsteno ha il grande vantaggio di essere meccanicamente molto robusto e di avere una durata di emissione praticamente illimitata. Proprio per questa sua ultima caratteristica, esso viene usato come catodo-filamento dei tubi di potenza, mentre, per le sue eccezionali qualità meccanico-fisiche, viene usato, in forma di fili sottilissimi, nei catodi dei tubi miniatura.

Il continuo lavoro di ricerca di altri materiali termoemissivi, portò alla scoperta del **tungsteno toriato,** ottenuto aggiungendo al tungsteno puro piccole quantità di ossido di torio.

Nella preparazione dei catodi di tungsteno toriato, il filamento di tungsteno toriato viene riscaldato fino ad una temperatura di poco inferiore al punto di fusione. Lo strato monoatomico di ossido di torio venutosi a formare sulla superficie del catodo, si trasforma in torio puro. Ciò consente di ottenere i seguenti vantaggi: a parità di emissione, la potenza di riscaldamento risulta più bassa (maggior rendimento di emissione), in quanto il torio puro richiede un lavoro di estrazione inferiore a quello del tungsteno; secondariamente, si può beneficiare della maggiore consistenza fisica e della più elevata temperatura di funzionamento proprie del tungsteno. Il torio, infatti, non potrebbe essere usato da solo in quanto la sua temperatura di fusione si trova molto vicina alla temperatura di emissione. Il catodo di tungsteno toriato (emettitore) pur lavorando ad una temperatura « bassa » (circa 1800°C) ha un valore di emissione di circa 1,9 A per cm^2 di superficie ed un rendimento di emissione valutato in 70 mA per watt di potenza spesa per riscaldarlo.

Il torio puro dopo un certo periodo di funzionamento « bolle » e riduce considerevolmente la sua emissione. In questo caso, la superficie del catodo-emettitore viene « riattivata » mediante un **processo di surriscaldamento** (flashing).

Quest'ultimo consiste nel portare, per un breve periodo di tempo, la superficie del catodo-emettitore ad una temperatura superiore a quella normale. Ciò fa si che l'ossido di torio, che si trova all'interno del materiale, si porti in superficie e quivi si

trasformi in torio puro. Questo processo è molto delicato in quanto un riscaldamento eccessivo e prolungato può portare alla fusione del catodo-emettitore. L'operazione « flashing » va eseguita, pertanto, con molta cura per non correre il rischio di rovinare irrimediabilmente il tubo.

Il terzo tipo di catodo termoemittente apparve quando ci si trovò nella necessità (radioricevitori) di riscaldare il catodo-emettitore di tungsteno con corrente alternata della rete-luce. Infatti, riscaldando un catodo-emettitore di tungsteno con corrente alternata, l'emissione degli elettroni segue l'andamento del ciclo della corrente alternata della rete-luce. Queste fluttuazioni nell'emissione di elettroni producono, all'uscita del tubo, un ronzio a frequenza di rete che, in molti impieghi, non è affatto desiderato. La somministrazione del calore necessario per portare il catodo-emettitore alla temperatura di emissione deve essere attuata, in questo caso, con altri sistemi.

Di solito, si usa questa disposizione: il calore necessario all'emissione si produce facendo circolare una corrente alternata a frequenza di rete in un filo di una certa resistenza: questo calore viene, quindi, trasferito, attraverso un materiale non metallico (di solito, ceramico) alla superficie termoemittente del catodo (tubetto). L'inerzia termica del materiale isolante interposto tra il filo riscaldatore e la superficie emittente, è tale che le variazioni istantanee di calore nel filo riscaldatore non vengono percepite dalla superficie emittente, la quale, pertanto, viene a ricevere una somministrazione pressochè continua di calore e può produrre quindi una emissione continua.

Si è convenuto di chiamare **filamento** quella superficie che riscaldata dalla corrente elettrica produce **direttamente** l'emissione degli elettroni, mentre, nel processo a riscaldamnto indiretto, il filo percorso dalla corrente elettrica alternata viene chiamato **riscaldatore** ed ha il solo compito di portare il catodo alla temperatura di emissione; in quest'ultimo caso, la superficie che emette elettroni viene chiamata **catodo.** In linea di principio, tutte le superfici termo-emittenti sono dei catodi, ma noi abbiamo distinto il **filamento** dal dispositivo **riscaldatore-catodo** per adeguarci alla terminologia attualmente in uso.

In pratica, il riscaldatore è formato da un filo di tungsteno, e il catodo da un tubetto ricoperto, per lo più, da uno strato di ossidi di sostanze alcaline come il bario e lo stronzio. Questi ultimi hanno una temperatura di emissione molto inferiore a quella del tungsteno o del tungsteno toriato. A 800°C, la corrente di emissione è di 70 mA per cm^2 di superficie, ed il rendimento di emissione è dell'ordine di 300 mA per watt di potenza dissipata per il riscaldamento.

I tubi che impiegano questo tipo di su-

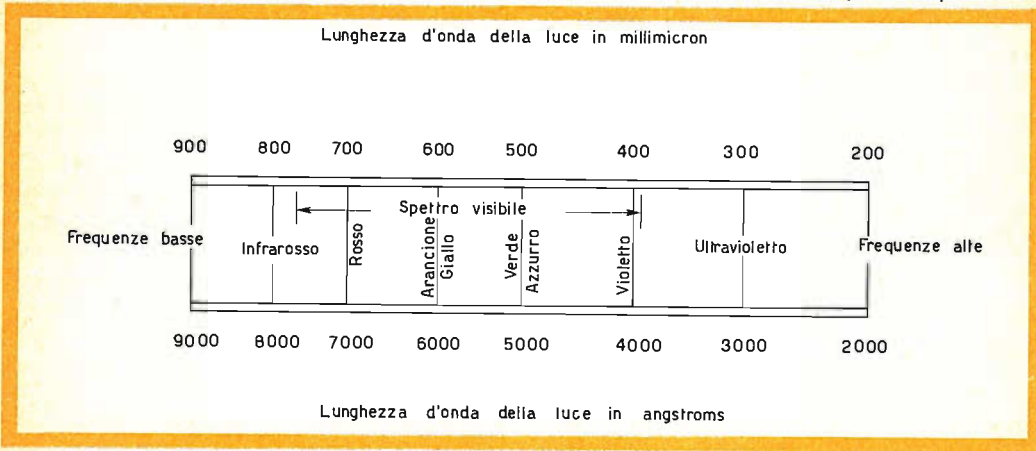



Fig. 4 - Spettro visibile della luce solare. Sono indicate agli estremi dello spettro le posizioni delle radiazioni invisibili: **infrarosso** (dalla parte delle frequenze più basse) e **ultravioletto** (dalla parte delle frequenze più elevate).

stuard

GIRADISCHI monoaurale a 4 velocità

mod. R/70

Piastra sostegno bicolore verniciata a fuoco
Testina "Ronette"
Piatto in pesante lamiera stampata

Ottima qualità - Prezzo eccezionale

L. 4.500

dazio e trasporto esclusi

presso tutte le sedi G. B. C.

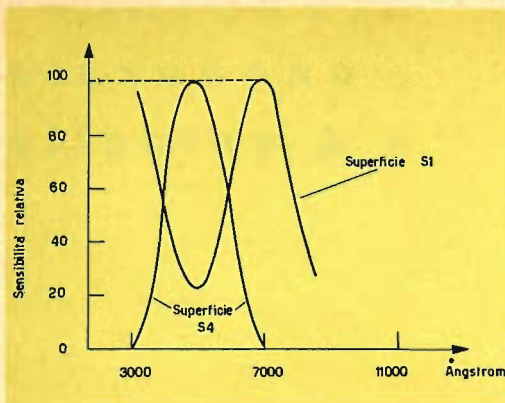



Fig. 5 - Curve di sensibilità di varie superfici fotoemittenti. La sensibilità della superficie S_4 copre la banda di sensibilità dell'occhio umano.

perficie emittente sono, per lo più, destinati alle apparecchiature riceventi. In fig. 3 sono indicate alcune strutture catodiche. Gli ossidi impiegati per la preparazione di questi catodi sono molto fragili e dopo un certo periodo tendono a volatilizzarsi. La minor durata di questi tubi è compensata dal fatto che la loro sostituzione non è molto costosa.

Quando queste superfici rivestite di ossidi vengono riscaldate **direttamente** come filamenti, il rendimento diventa da 5 a 10 volte superiore. Quest'ultimi tipi di catodi vengono usati, in prevalenza, in quei tubi miniatura destinati ad essere impiegati nelle apparecchiature portatili dove, per motivi d'ingombro, si richiede che la potenza necessaria per il riscaldamento dei filamenti sia la più bassa possibile.

Un altro sistema per estrarre elettroni da una superficie è fornito dall'effetto fotoelettrico (fotoemissione) che si produce tutte le volte che un flusso luminoso compreso tra la regione dell'infrarosso e la regione dell'ultravioletto colpisce superfici di determinati metalli od ossidi, La lunghezza d'onda della luce viene misurata in angstrom (10^{-8} cm) o in micron (10^{-6} m). In fig. 4 è indicata la relazione tra la lunghezza d'onda e il colore della luce. La energia, « in quanti » di un raggio di luce incidente su una superficie emissiva (catodo) può comunicare agli elettroni dello strato esterno una tale energia da proiettare l'elettrone al di fuori della superficie stessa. « Quanti di luce » (fotoni) ultravioletta, hanno un contenuto energetico superiore a quelli della radiazione infrarossa e pertanto possono produrre una maggiore emissione fotoelettronica. Sono stati scoperti dei materiali il cui lavoro di estrazione di elettroni è molto ridotto e sono stati, pertanto, usati come superfici fotosensibili.

Nella fig. 5 abbiamo indicato, insieme alla sensibilità dell'occhio umano anche quella di altri materiali. Da questo grafico si può vedere come i vari materiali rispondano in maniera diversa alle varie radiazioni dello spettro luminoso.

Conduttori, semiconduttori e isolanti

Un buon conduttore come il rame ha una conducibilità uguale a circa $0{,}6 \times 10^8$ siemens *; un buon isolante come il quarzo ha una conducibilità dell'ordine di 10^{-17} o 10^{-18} siemens. Applicando a due cubetti identici di questi due materiali, una eguale differenza di tensione, si potrà constatare che il cubetto di rame lascierà passare una corrente che sarà 10^{26} volte quella che attraversa il cubetto di quarzo: questo valore dà un'esatta idea della differente conducibilità di questi due materiali. Tra questi due valori estremi di conducibilità propri dei buoni conduttori e dei buoni isolanti c'è un'ampia gamma di valori di conducibilità propria di alcuni materiali che, per questa loro posizione di conducibilità intermedia, vengono chiamati **semiconduttori** (vedi fig. 6). I due materiali semiconduttori che ci interessano in particolare sono il **germanio** e il **silicio**. La conducibilità del germanio è circa 1,5 siemens a temperatura ambiente; la conducibilità del silicio ha un valore molto più basso.

Il concetto di **bande di energia** è forse il più adatto per interpretare, qualitativamente, la differenza di conducibilità, e quindi le differenti proprietà dei conduttori, semiconduttori e isolanti.

Abbiamo già visto come in base alle moderne teorie sulla costituzione della ma-

(*) Unità di conduttività: 1 Siemens = 1 mho.

teria « l'atomo isolato » di un elemento sia circondato da un certo numero di elettroni costretti a girare intorno al nucleo secondo orbite circolari o ellittiche che determinano, in base alla loro maggiore o minore distanza dal nucleo, i differenti livelli di energia in cui gli elettroni stessi possono trovarsi rispetto al nucleo. Questo, in un « atomo singolo ». Quando però si considerano « più atomi » raggruppati insieme, come in realtà si verifica per i vari elementi, il numero complessivo dei livelli di energia rimane ancora quello proprio di ciascun atomo preso singolarmente. Questa non è una contraddizione, in quanto quando si portano insieme atomi identici ciò che a prima vista potrebbe sembrare una sovrapposizione di molti livelli di energia identici diventa invece una densa banda di livelli di energia uguali separati tra loro da spazi infinitamente piccoli da risultare continui. Gli spazi vuoti (gap) esistenti tra i vari livelli di energia di un atomo preso singolarmente ricompaiono, pertanto, anche tra le estremità di queste bande di energia. Questo spazio vuoto esistente tra le bande ammesse viene anche chiamato **banda di energia proibita** in quanto in essa, come negli spazi esistenti tra i diversi livelli di energia di un atomo, non possono trovarsi degli elettroni. E' la relazione tra questa banda proibita e le bande ammesse, ed il fatto che queste ultime siano piene o meno di elettroni che influisce in larga misura sulle proprietà conduttrici dei cristalli puri dei vari materiali.

In fig. 7.a è indicata la ubicazione delle bande di energia in un buon isolante; la banda di energia più alta è al completo di tutti gli elettroni che può contenere (banda di valenza completamente piena) e la banda di energia che segue e nella quale **possono** esistere degli elettroni (banda, per ora, vuota), **dista dalla banda piena molti elettroni-volt (eV) *).** In queste condizioni, gli elettroni della banda

(*) Un elettrone-volt (eV) rappresenta la più piccola unità di lavoro (o di energia), ed esattamente, è il lavoro necessario per muovere la carica di un elettrone fra due punti la cui differenza di potenziale è di un volt. Un elettrone-volt corrisponde, pressapoco, a 1,6 x 10^{-19} joule.

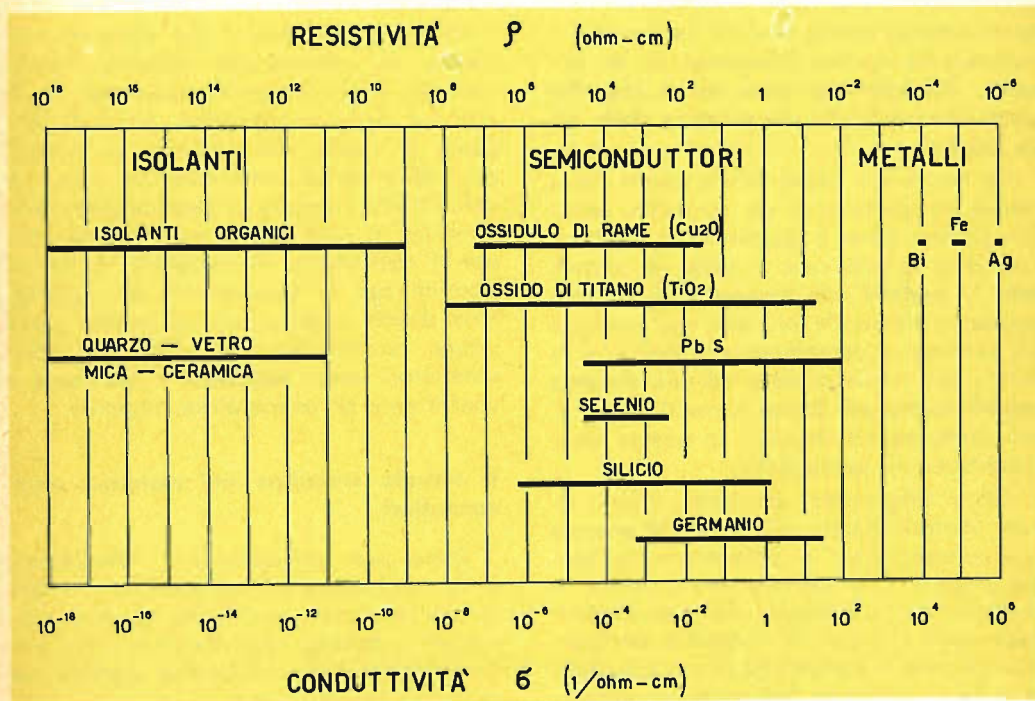



Fig. 6 - Prospetto della conducibilità dei corpi solidi (Dosse).

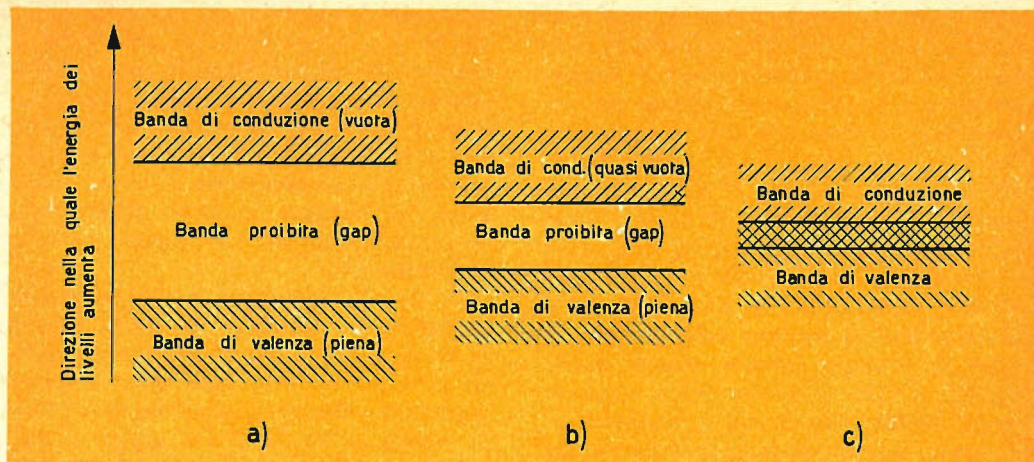



Fig. 7 - Ripartizione delle bande di energia in un materiale isolante (a), semiconduttore (b) e conduttore (c)

piena o di valenza trovano difficoltà ad attraversare la banda proibita e a trasferirsi nella banda vuota; in altre parole, non hanno sufficiente energia (eV) per « saltare » l'ostacolo della banda proibita.

Questi elettroni si trovano legati saldamente alla struttura cristallina del materiale e non sono quindi liberi di muoversi e di produrre una corrente sotto l'influenza di normali campi elettrici. La figura 7.a rappresenta questa situazione in un cristallo **chimicamente puro senza imperfezioni strutturali alla temperatura dello zero assoluto.**

La figura 7.b indica la situazione delle bande di energia in un materiale semiconduttore come il germanio e il silicio, (anche in questo caso si tratta di cristalli **puri** e **perfetti** alla temperatura di **zero assoluto**). La banda più alta che contiene gli elettroni è completamente piena, e la banda che segue **si trova ad una distanza relativamente più breve** (circa 0,7 eV). E' più facile quindi stabilire, in questo caso, condizioni di conducibilità.

Già a temperatura ambiente, infatti, alcuni elettroni hanno quel tanto di energia che consente loro di attraversare la banda proibita e di portarsi nella banda di conduzione. Comunque, alla temperatura dello zero assoluto, il materiale semiconduttore **puro** e **perfetto** ha una conducibilità nulla, si comporta cioè come un perfetto isolante.

Le bande di energia dei cristalli dei metalli sono disposte in modo che si ha sempre conduzione, in quanto **la banda vuota si sovrappone alla banda che contiene elettroni.** Infatti, nel caso del rame, per esempio, non soltanto si verifica questa sovrapposizione, ma la stessa banda più alta di energia non è completamente piena di elettroni.

In queste condizioni, gli elettroni non hanno da attraversare nessuna banda proibita, e la conduttività **aumenta** al diminuire della temperatura, proprio l'opposto di quello che avviene nei cristalli puri di materiali semiconduttori dove la conduttività aumenta al crescere della temperatura; si suol dire in quest'ultimo caso che il coefficiente di variazione della resistività con la temperatura è **negativo.** Una diretta applicazione di questa particolare caratteristica dei materiali semiconduttori sono i **termistori** o resistenze a coefficiente di temperatura negativo.

Il reticolo cristallino nei materiali semiconduttori.

Dopo aver considerato il meccanismo della conduzione dei materiali semiconduttori in rapporto a quella dei materiali conduttori e isolanti, guardiamo più da vicino l'origine della conduzione elettrica nei materiali semiconduttori.

Consideriamo, innanzitutto, un cristallo

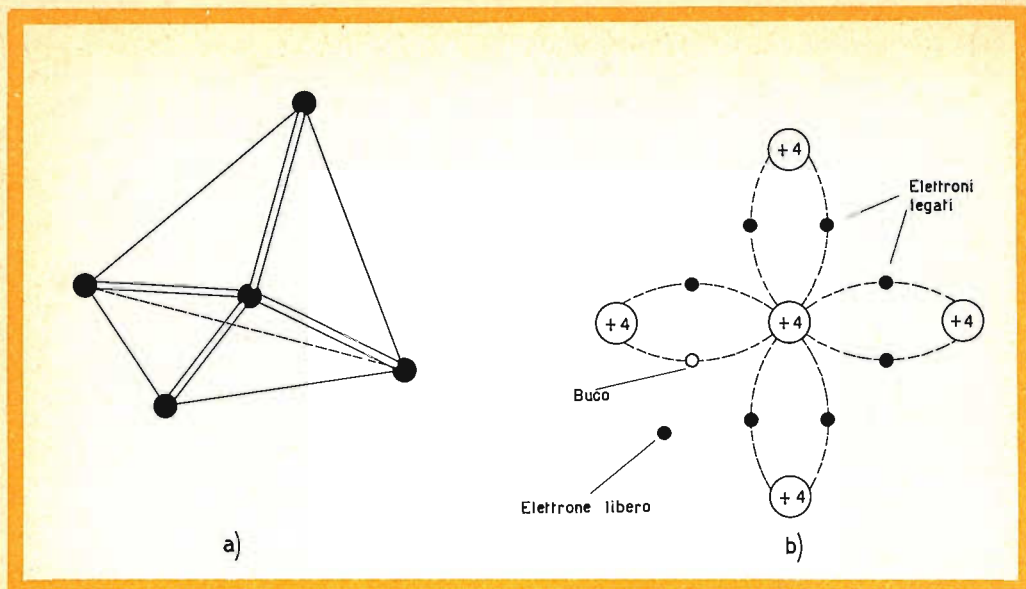



Fig. 8 - Disposizione nello spazio degli atomi di un cristallo di germanio (a). Il « modulo base » del reticolo cristallino è formato da cinque elettroni di cui quattro ai vertici, e il quinto al centro di un tetraedro regolare. Le sbarre indicano i legami covalenti, che si stabiliscono tra i cinque atomi (sfere nere) del modulo-base. A destra è indicata come viene rappresentato nel piano il modulo base del reticolo del germanio. I legami covalenti (tratteggiati) fanno sì che sullo strato esterno di ogni atomo vengano a trovarsi otto elettroni invece di quattro (quattro propri di ciascun atomo e quattro **condivisi** con l'atomo vicino). Nella figura è indicato il « buco » lasciato da un elettrone che sotto l'influsso di un aumento di temperatura si è staccato dal legame covalente formando una coppia buco-elettrone.

di materiale semiconduttore puro e perfetto, ma questa volta ad una temperatura al di sopra dello zero assoluto. In queste condizioni, lo abbiamo visto, alcuni elettroni sotto l'azione dell'energia termica saranno in grado di rompere i legami con i rispettivi atomi, e di attraversare la banda proibita fino a portarsi nella banda di energia vuota. La densità, o meglio il numero di questi cosidetti « elettroni liberi », aumenta con la temperatura, e, per una data temperatura, si raggiunge molto presto una condizione di equilibrio in cui la velocità con cui gli elettroni vengono spontaneamente resi « liberi » è uguale alla velocità con cui essi si « ricombinano ».

Una differenza di potenziale applicata tra due punti del cristallo semiconduttore in queste condizioni, potrà dare origine ad una corrente; la caratteristica volt-ampere si « saturerà », però, molto presto e in corrispondenza di un valore dipendente dalla velocità con cui gli elettroni possono spontaneamente dissociarsi dai loro atomi. La caratteristica volt-ampere avrà lo stesso andamento per entrambi i sensi della corrente.

La conduzione che ha luogo in questo caso dipende dal movimento sia degli elettroni che dei « buchi ». Per avere un concetto abbastanza chiaro di « buco » sarà molto utile vedere brevemente in che cosa consista l'ormai nota struttura cristallina di un materiale semiconduttore conosciuta meglio come **reticolo cristallino.** Ciò contribuirà, inoltre, a meglio comprendere il ruolo che assumono le impurità (o atomi di altri elementi) inserite **artificialmente** entro il reticolo cristallino di un materiale semiconduttore.

Il germanio e il silicio appartengono alla quarta colonna del sistema periodico degli elementi (vedi fig. 10) e come tali hanno nello strato esterno del loro atomo quattro elettroni (questo strato, però, ne può contenere otto). Ciò fa sì che gli atomi di questi elementi si dispongano allo

interno del materiale in modo tale per cui ogni atomo viene ad essere circondato da altri quattro atomi identici disposti in modo da trovarsi al vertice di un tetraedro regolare con l'atomo primitivo disposto al centro. Ciò è indicato in figura 8.a dove le sbarre di collegamento tra gli atomi (sfere) rappresentano i **legami covalenti;** così vengono infatti chiamati i legami che si stabiliscono tra gli atomi del reticolo cristallino. Stando così le cose, l'atomo posto al centro del tetraedro, « condividendo » i suoi quattro elettroni dello strato esterno con quattro elettroni appartenenti ciascuno allo strato esterno dei quattro atomi vicini, si trova finalmente « soddisfatto », in quanto viene ad avere nel suo strato esterno otto elettroni (quanti, cioè, ne può contenere quello strato). Per ragioni didattiche, questa «compartecipazione» di elettroni viene rappresentata su di un piano, come indicato in figura 8.b anzichè in forma tridimensionale come indicato in figura 8.a.

Nella figura 8.b è anche indicato un legame covalente **privo** di un elettrone. Questa « mancanza » non è altro che il « buco » a cui abbiamo accennato prima; essa, pertanto, può considerarsi una « deficienza strutturale », un punto dove, per rendere perfetta la simmetria del reticolo cristallino, **dovrebbe** trovarsi un elettrone.

In un cristallo puro, l'esistenza di un buco significa anche l'esistenza in quella regione di una carica positiva ben definita, in quanto l'atomo del reticolo si trovava elettricamente neutro quando era presente la carica negativa dell'elettrone. La presenza di un buco, come noi vedremo più avanti quando considereremo il ruolo delle impurità, non implica, comunque, **in generale**, l'esistenza di una carica positiva ben definita.

In un cristallo semiconduttore puro, chiamato anche **semiconduttore intrinseco,** il numero degli elettroni liberi deve essere uguale al numero dei buchi in quanto ogni buco deriva « direttamente » dalla liberazione di un elettrone. Queste **coppie elettrone-buco,** derivanti dalla rottura di un legame covalente, si trovano nel germanio o nel silicio intrinseci come conseguenza della energia termica fornita al materiale.

Si è detto in precedenza che la conduzione nel materiale semiconduttore è dovuta al movimento sia degli elettroni che dei buchi. Il movimento degli elettroni, di solito, non presenta difficoltà concettuali; è il movimento dei buchi che, a prima vista, è poco comprensibile.

Si potrebbe dire che il movimento di un buco è « il movimento di **un nulla »,** il « movimento di una mancanza », della mancanza di un elettrone che se ne va. Questo fenomeno non è poi tanto fuori dell'ordinario come sembrerebbe a prima vista. Infatti, supponiamo di avere, in un cilindro di vetro, un po' di acqua il cui livello sia accuratamente annotato. Supponiamo, inoltre, di avere « intrappolato » sul fondo del cilindro di vetro una certa quantità di aria e di poterla rilasciare, in piccole quantità, a nostro piacere. Liberiamo un po' di aria ; si formerà una bolla che lentamente salirà verso la superficie dell'acqua. Normalmente noi non vediamo « l'aria in movimento » anche se effettivamente la bolla di aria sale. Ciò che, nella realtà, noi vediamo, è « mancanza di acqua in movimento », e questa mancanza è in grado di produrre una corrente di acqua, in quanto, appena la bolla d'aria raggiunge la superficie e si dissolve, il livello dell'acqua **effettivamente** diminuisce. **Si ha quindi un movimento di acqua verso il basso solo per il semplice motivo che la bolla di aria (o mancanza di acqua) sale verso l'alto.** Un altro modo di visualizzare la conduzione in termini di buchi consiste nell'immaginare un tubo di vetro tenuto in posizione orizzontale e chiuso alle due estremità. Se dentro al tubo vi sono solo poche goccie di acqua, quando questo sarà alzato da una estremità (applicazione di una differenza di potenziale all'estremità del semiconduttore), noi vedremo le gocce di acqua muoversi e potremo più convenientemente descrivere **la corrente di acqua in termini di movimento di gocce di acqua.** Se invece il tubo è quasi completamente pieno di acqua e sono presenti in esso solo alcune bolle di aria, quando noi alternativamente alziamo od abbassiamo un'estremità, **la**

Fig. 9 a - E' ancora la rappresentazione nel piano del modulo-base del reticolo cristallino del germanio; questa volta però, l'atomo di germanio (tetravalente +4) al centro del tetraedro è stato sostituito con un atomo di arsenico (pentavalente +5). I legami covalenti possono assorbire **solo** quattro elettroni; si avrà quindi un elettrone in eccesso non legato al reticolo e libero quindi di muoversi. Nella figura 9 b al posto dell'atomo di germanio (tetravalente +4) si è inserito un atomo di indio (trivalente +3). Per completare i normali legami covalenti occorrono quattro elettroni; l'indio ne ha solo tre e il quarto sarà preso dal legame covalente di un atomo vicino il quale perciò rimarrà sprovvisto di un elettrone, avrà cioè un « buco ».

corrente di acqua sarà vista, in questo caso, in termini di movimento delle bolle di aria. Nell'uno e nell'altro caso, abbiamo quindi un flusso di acqua, presentato però in due diverse maniere. Se poi il tubo fosse completamente vuoto (mancanza di elettroni), oppure completamente pieno (mancanza di buchi), il flusso dell'acqua lungo il tubo non sarebbe ottenuto nè alzando nè abbassando le sue estremità.

Avendo presenti queste analogie meccaniche noi possiamo capire ora meglio il ruolo che svolge il buco in un materiale semiconduttore.

Una differenza di tensione applicata tra due punti del materiale produce un campo elettrico che fa muovere effettivamente il buco. **Questa migrazione si realizza in quanto l'elettrone legato ad un atomo adiacente al buco, sotto l'influsso del campo elettrico « salta » dentro al buco lasciandosi dietro un « altro buco ».**

Pertanto il buco si muove solo per il fatto che si muove un elettrone « legato ». Nulla vieta quindi che la corrente in un semiconduttore possa essere considerata in termini di movimento di soli elettroni, a patto però di fare una netta distinzione tra i due diversi tipi di elettroni in movimento, e cioè tra il movimento di elettroni « liberi », e il movimento di elettroni da una posizione di legame ad un'altra posizione di legame.

In base a ciò sarebbe logico aspettarsi che gli elettroni « liberi » avessero una mobilità maggiore degli elettroni « legati ».

I fisici, comunque, anzichè parlare di movimento di due differenti tipi di elettroni preferiscono considerare la conduttività dei semiconduttori in termini di movimento di elettroni e di buchi.

Questa prassi mantiene automaticamente la distinzione tra i due differenti tipi di conduzione.

Materiale semicondutore di tipo N.

Se nel germanio puro si introducono delle impurità nella proporzione di un atomo di impurità su 10^6 atomi di germanio, e se durante questa operazione si

mantiene inalterata la struttura del reticolo, il materiale semiconduttore inquinato o drogato che si ottiene, viene chiamato **materiale semiconduttore di tipo N.**

Come impurità vengono usati atomi di arsenico o di antimonio (appartenenti alla quinta colonna nel sistema periodico) i quali posseggono nel rispettivo strato esterno cinque elettroni (fig. 10). Quando questi atomi vengono inseriti nel reticolo al posto di un atomo di germanio stabiliscono automaticamente dei legami covalenti con gli atomi di germanio vicini. I legami covalenti che un atomo di germanio (tetravalente) stabilisce con gli atomi del suo reticolo, lo abbiamo visto, sono quattro. Se, pertanto, nello stesso reticolo, al posto di un atomo di germanio s'inserisce un atomo di arsenico (pentavalente) **solo** quattro dei cinque elettroni dello strato esterno dell'arsenico potranno ristabilire i precedenti quattro legami formati dall'atomo del germanio prima della sua espulsione.

Il quinto elettrone non trova posto nella struttura cristallina e rimarrà libero o quasi libero. Se questo elettrone dovesse allontanarsi dall'atomo di arsenico, rimarrebbe in quella zona una carica decisamente positiva che costituirebbe un'attrazione per l'elettrone.

In ogni modo, questo elettrone risulta legato all'atomo di arsenico in misura molto minore degli altri quattro elettroni che hanno ristabilito i quattro legami covalenti del vecchio atomo di germanio. Si deve concludere, pertanto ,che per spostare questo elettrone « in eccesso », si richiederà un'energia molto minore di quella necessaria per distaccare uno degli altri quattro elettroni che hanno stabilito il legame covalente.

Questa nuova condizione può essere rappresentata come indicato in fig. 9.a. Gli atomi di impurità che « donano » al cristallo « elettroni liberi » vengono chiamati **atomi donatori.** Questo pezzo di materiale di tipo N possiede ora molti più elettroni di quando era un cristallo intrinseco puro. E' necessario, però, tener presente che questo materiale rimane, in realtà, **neutro** agli effetti della carica complessiva posseduta. Non possiede, infatti, una carica maggiore di quella che potrebbe avere un semplice blocco di rame. Infatti, l'atomo di arsenico, prima di inserirsi nel reticolo del cristallo di germanio puro era, evidentemente, neutro. La carica positiva complessiva dei protoni del suo nucleo era completamente compensata dalla carica complessiva negativa degli elettroni distribuiti per le sue orbite o strati.

Inserendosi nel reticolo del germanio e stabilendo solo quattro legami convalenti, viene ad impegnare solo quattro dei cinque suoi elettroni dello strato esterno. Esso, pertanto, viene ad essere non più bilanciato come numero di cariche, e avendo perduto un elettrone, diventerà un **ione positivo immobilizzato** nel reticolo del germanio, mentre l'elettrone, che dovrebbe neutralizzare la carica positiva del nucleo, rimane libero e vagante tra gli atomi del reticolo cristallino.

Pertanto, un pezzo di materiale semiconduttore di tipo N rimane complessivamente neutro, in quanto, è vero che esistono in esso degli ioni positivi, ma è altrettanto vero che gli elettroni « neutralizzatori » si trovano **tutti presenti** nello stesso pezzo di materiale.

Per fare andare gli elettroni liberi forniti dagli atomi donatori nella banda di conduzione, si richiede una quantità di energia molto ridotta (0,05 eV). Siccome per rompere il legame covalente si richiede una quantità molto maggiore di energia (da 0,7 a 1,1 eV), possiamo, a buon diritto, ritenere che il flusso di corrente in un materiale semiconduttore di tipo N non può essere causato che da questi elettroni **ionizzati** provenienti dagli atomi donatori.

Il materiale semicondutore si trova normalmente ad una temperatura superiore allo zero assoluto e noi abbiamo visto che l'agitazione termica prodotta dalla temperatura ambiente produce la rottura dei legami covalenti e la formazione di coppie buchi-elettroni. In sede di preparazione del materiale semiconduttore di tipo N è possibile stabilire quel valore di concentrazione di atomi di impurità che consentirà, a temperatura ambiente, una ionizzazione completa degli atomi donatori. Nel materiale semiconduttore di tipo N,

gli elettroni vengono chiamati **portatori di cariche maggioritarie**, e i buchi **portatori di cariche minoritarie.**

In un materiale semiconduttore di tipo N, a temperatura ordinaria, vi sono pertanto molti più elettroni che buchi. Se però la temperatura del cristallo aumenta si formerà, per agitazione termica, un numero sempre più crescente di coppie elettrone-buco. Di questo passo non è escluso che si possa raggiungere un valore di temperatura per cui il numero degli elettroni liberi provenienti dagli atomi donatori diventerà addirittura trascurabile rispetto al numero delle coppie elettrone-buco, prodotte per agitazione termica dal continuo aumento della temperatura.

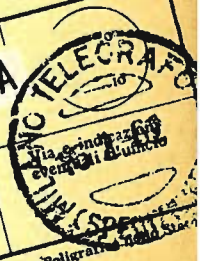
In queste condizioni, il cristallo può considerarsi intrinseco a tutti gli effetti pratici. Se però si rimuove la sorgente di calore, le coppie elettrone-buco si ricombineranno rapidamente e spariranno lasciando nel semiconduttore quel numero di elettroni liberi determinato **esclusivamente** dalla concentrazione stabilita tra atomi di impurità e atomi del germanio.

La quantità di calore, che la sostanza cristallina può assorbire, è ben definita; infatti, oltrepassato questo valore, essa perderà definitivamente la sua struttura a reticolo. Distrutto il reticolo cristallino, il dispositivo semiconduttore (diodo o transistor) perderà completamente tutte le sue caratteristiche.

Materiale semiconduttore di tipo P

Per ottenere il materiale semiconduttore di tipo P si segue lo stesso processo impiegato per avere il materiale semiconduttore di tipo N; si aggiunge, cioè al materiale semiconduttore puro e intrinseco una certa quantità di atomi di impurità (indio, gallio o alluminio) appartenenti alla terza colonna del sistema periodico. Questi elementi posseggono, ciascuno, tre elettroni nello strato esterno (trivalenti). Inseriti nel reticolo cristallino al posto di un atomo di germanio e avendo tre soli elettroni nello strato esterno, possono completare solo tre dei quattro normali legami covalenti. Per stabilire il quarto legame covalente, l'atomo « impuro » catturerà un elettrone dall'atomo di germanio più vi-

BERYLLIUM Be = 9.02 4	BORON B = 10.82 5	CARBON C = 12.00 6	NITROGEN N = 14.008 7
MAGNESIUM Mg = 24.32 12	ALUMINUM Al = 26.97 13	SILICON Si = 28.06 14	PHOSPHORUS P = 31.02 15
CALCIUM Ca = 40.08 20	SCANDIUM Sc = 45.10 21	TITANIUM Ti = 47.90 22	VANADIUM V = 50.95 23
ZINC Zn = 65.38 30	GALLIUM Ga = 69.72 31	GERMANIUM Ge = 72.60 32	ARSENIC As = 74.93 33
STRONTIUM Sr = 87.63 38	YTTRIUM Y = 88.92 39	ZIRCONIUM Zr = 91.22 40	COLUMBIUM Cb = 93.3 41
CADMIUM Cd = 112.41 48	INDIUM In = 114.8 49	TIN Sn = 118.70 50	ANTIMONY Sb = 121.76 51
BARIUM Ba = 137.36 56	LANTHANIUM La = 138.90 57	CERIUM Ce = 140.13 58	

Fig. 10 - Una parte della nota tabella di Mendelejeff. Il germanio e il silicio si trovano nella quarta colonna insieme al carbonio, allo stagno ed altri metalli (valenza 4); a sinistra si trova la terza colonna che comprende tra l'altro il gallio, l'indio e il boro (valenza 3); a destra si trova la quinta colonna che comprende l'arsenico, il fosforo, e l'antimonio (valenza 5).

cino; il quale, però, dopo questo prestito rimarrà lui stesso sprovvisto di un elettrone, e quindi verrà ad avere un buco che, a sua volta, sarà riempito da un elettrone di un altro atomo vicino e così via. Pertanto, l'atomo « impuro », per stare nel reticolo del germanio. deve « accettare » un elettrone in più di quelli che possiede quando si trova isolato e, per questo motivo, viene chiamato **accettore.** Inoltre, esso viene ad essere un **ione negativo immobilizzato** nella struttura cristallina del germanio in quanto dovendo prendere (per completare il quarto legame covalente) un elettrone « sopranumerario », il valore complessivo delle sue cariche negative (elettroni) supera le cariche positive contenute nel suo nucleo. Pertanto, l'inserimento di atomi « impuri » trivalenti nel reticolo del germanio, lasciando alcuni legami covalenti privi di un elettrone, conduce automaticamente alla formazione di buchi. Anche in questo caso, il buco è legato debolmente all'atomo (sono infatti necessari 0,08 eV per il distacco) e, a temperatura ambiente, la ionizzazione di questi atomi accettori può considerarsi completa. In fig. 9.b è indicata la struttura (a due dimensioni) del reticolo del germanio dopo l'inserimento di un atomo di impurità trivalente.

Nel semiconduttore di tipo P, **i portatori maggioritari sono i buchi,** mentre **i portatori minoritari sono gli elettroni.** Il flusso di corrente nel materiale semiconduttore di tipo P può considerarsi uno spostamento di buchi da un atomo all'altro entro la banda di valenza

Come nel materiale semiconduttore di tipo N, così anche in quello di tipo P, un eccessivo calore può fare in modo che il numero delle coppie elettrone-buco superi il numero di buchi prodotti dagli atomi accettori. In queste condizioni, la sostanza si comporterà come un cristallo intrinseco.

Riassumendo: l'esistenza nella struttura cristallina di atomi diversi da quelli della sostanza principale, anche in ridottissima percentuale, modifica grandemente la conduttività del materiale che, a seconda della natura dell'impurità, può assumere carattere diverso e cioè di tipo N (elettroni liberi) o di tipo P (buchi liberi). Ciò si manifesta perchè ciascun atomo dell'impurità, saltuariamente incluso nel reticolo cristallino, vi si trova scisso in uno ione immobile ed in una carica libera.

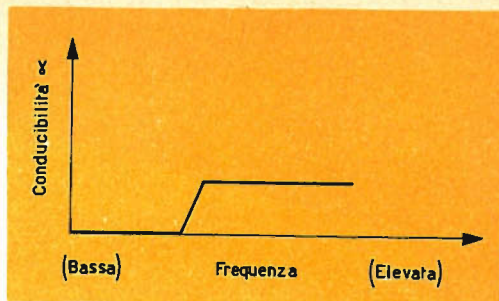



Fig. 11 - Conducibilità di un materiale semiconduttore in funzione della frequenza della luce che lo investe. Per ogni materiale esiste una frequenza (frequenza di soglia) al di sotto della quale i fotoni non hanno abbastanza energia per produrre coppie elettrone-buco e la conducibilità del materiale rimane invariata.

Lo ione è positivo e si chiama **datore** (mentre la carica libera è un elettrone) se l'atomo d'impurità contiene un elettrone di valenza in più (fosforo, arsenico, antimonio); lo ione è invece negativo e si chiama **accettore** (mentre la carica libera è un buco) se l'atomo estraneo contiene un elettrone di valenza in meno (boro, alluminio, gallio, indio).

Si insiste sul fatto che datori ed accettori sono fissi e invece elettroni e buchi hanno notevole mobilità, perciò tendono a diffondersi spontaneamente in tutto il materiale.

La presenza delle cariche libere conferisce al cristallo una conduttività fortemente variabile con la loro concentrazione e quindi con la concentrazione o « drogatura » dei datori o degli accettori. Tale drogatura è tuttavia sempre percentualmente così ridotta da non potersi determinare con i normali metodi fisici o chimici; per la sua determinazione si deve ricorrere a metodi indiretti, attraverso la misura della resistività, dell'effetto Hall, ecc. Perciò, cristalli intrinseci, oppure drogati con datori o con accettori, risultano apparentemente del tutto identici.

La conduttività dei cristalli drogati, come quella dei cristalli intrinseci, risulta inoltre molto variabile al variare della tem-

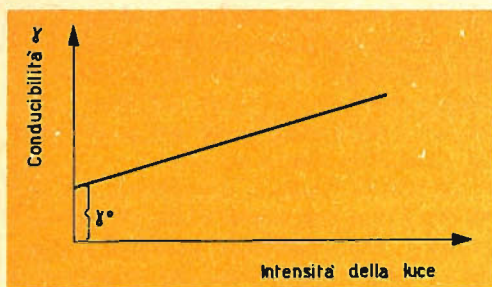



Fig. 12 - Conducibilità di un materiale semiconduttore in funzione dell'intensità luminosa. Anche in assenza di luminosità esiste sempre una certa conducibilità (responsabile della cosidetta « corrente di oscurità ») prodotta dalla rottura dei legami covalenti ad opera non della luce ma dell'agitazione termica (calore ambiente).

peratura e dell'illuminazione. Si deve infine stare attenti a non cadere nell'errore di pensare che un pezzo di materiale semiconduttore di tipo N abbia un **eccesso elettrico** di elettroni, abbia cioè una carica negativa, ciò non è vero; il materiale rimane elettricamente neutro. **L'eccesso è un eccesso puramente strutturale**; l'elettrone in eccesso, cioè, non trova posto nella struttura a reticolo del cristallo.

Analogamente, un materiale semiconduttore di tipo P ha una « deficienza strutturale » di elettroni e non elettrica. Queste deficienze strutturali o imperfezioni nel reticolo cristallino conducono ad interessanti proprietà quando si uniscono insieme materiali semiconduttori di tipo P e di tipo N.

Effetto della luce sui cristalli

Abbiamo visto come fornendo dell'energia (calore, luce) ad un materiale (germanio o silicio) monocristallino di tipo N o di tipo P si provoca la rottura del legame covalente esistente tra atomi del reticolo cristallino e la formazione di coppie elettrone-buco. Pertanto, oltre alle cariche mobili presenti (buchi o elettroni a seconda del materiale P o N) introdotte per effetto della drogatura del materiale, si troveranno anche le cariche delle coppie elettrone-buco. La presenza nel cristallo di un gran numero di queste coppie elettrone-buco fa si che sotto l'azione di un campo elettrico il materiale semiconduttore diventi sede di un considerevole flusso di corrente. Ciò significa che, in queste condizioni, la resistenza del cristallo semiconduttore tende a diminuire.

Se il materiale semiconduttore è investito da una sorgente luminosa è l'energia dei quanti-luce (fotoni) che provoca la rottura del legame covalente.

Abbiamo già osservato come il contenuto di energia di un quanto luce aumenti con la frequenza, per cui si constata sperimentalmente che le frequenze basse dello spettro visibile (infrarosso) producono un numero di coppie elettrone-buco inferiore a quello prodotto dalle frequenze più elevate dello spettro (ultravioletto).

Pertanto, un cristallo « opaco » (non conduttore) alle radiazioni infrarosse può diventare « trasparente » (conduttore) alle radiazioni dell'ultravioletto. Questo comportamento è indicato nel grafico di fig. 11. In un metallo semiconduttore fotosensibile esiste una certa conduttività (corrente di oscurità) anche se esso non è investito dalla luce; ciò è indicato chiaramente dal grafico di fig. 12 (γo). Tale corrente è dovuta alle coppie elettrone-buco prodotte nel cristallo non dalla luce ma dal calore (agitazione termica) in quanto, noi lo abbiamo già visto, già a temperatura ambiente si producono nel materiale semiconduttore le coppie elettrone-buco responsabili di questa corrente residua.

Meccanismo della scarica nei gas

Abbiamo già visto che gli elettroni liberi si possono produrre anche bombardando atomi di gas con altri elettroni ve-

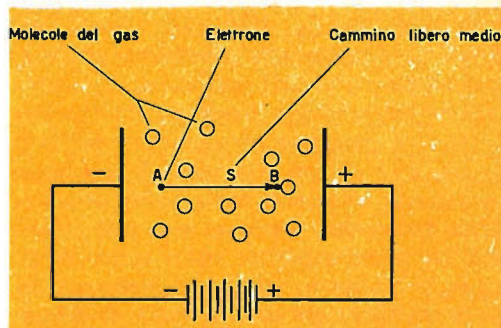



Fig. 13 - Principio della ionizzazione di un gas.

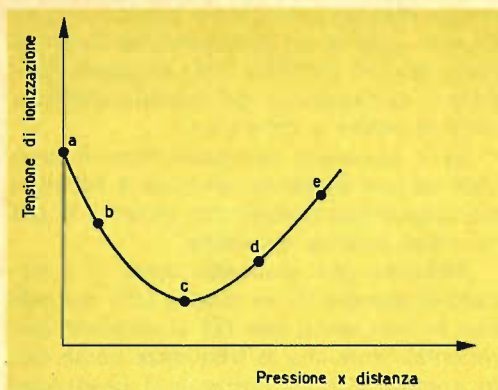



Fig. 14 - Tensione di ionizzazione in funzione del prodotto pressione x distanza (legge di Paschen).

loci. L'energia cinetica posseduta dall'elettrone in moto può, in questo caso, espellere dall'atomo del gas uno o più elettroni a seconda dell'intensità dell'urto. Questo fenomeno è conosciuto come « ionizzazione del gas ». Gli elettroni incaricati di bombardare l'atomo del gas vengono prodotti, in alcuni tubi, per effetto termoelettronico (catodo-emettitore).

In altri tipi di tubi, gli elettroni che dovranno bombardare l'atomo del gas sono già presenti nel gas stesso, in quanto, in qualsiasi gas, esiste un certo valore di ionizzazione iniziale o naturale. In entrambi i casi l'elettrone viene accelerato dalla forza di un campo elettrostatico.

Consideriamo la fig. 13: alle due placchette è applicata una differenza di potenziale fornita da una batteria ; un elettrone libero che si trovi nel punto A verrà attratto verso la placchetta positiva. L'elettrone, per arrivare alla placchetta positiva deve percorrere un certo spazio S, indicato dalla freccia. Può darsi, però, che prima di arrivare alla placchetta positiva, questo elettrone urti, nel punto B, contro una molecola di gas. L'energia cinetica che l'elettrone possiede al momento dell'urto (punto B) è dovuta alla velocità acquistata in seguito all'azione delle forze di attrazione del campo elettrico; essa può essere tale da poter espellere dallo strato esterno della molecola del gas un elettrone. Se ciò si verifica, gli elettroni che si dirigeranno verso la placchetta positiva saranno ora due, mentre la molecola del gas priva di un elettrone (ione positivo o catione) si dirigerà verso la superficie negativa del catodo dove, al momento dell'urto, si unirà ad un elettrone e diventerà nuovamente una molecola neutra di gas.

Questo processo è **cumulativo,** nel senso che i due precedenti elettroni, prima di arrivare alla placchetta positiva possono urtare altre molecole del gas, produrre altri elettroni (anioni) e ioni positivi (cationi) e così via... e potrà essere limitato solo da una resistenza di caduta inserita nel circuito esterno.

Il processo di ionizzazione di un gas è sempre accompagnato da produzione di energia luminosa. Sperimentalmente si trova che gas di diversa natura o combinazioni di gas producono differenti colori di luce.

La ionizzazione completa si ha quando **tutte** le molecole del gas risultano ionizzate. Se si fornisce agli elettroni una maggiore energia cinetica (per esempio, aumentando la differenza di potenziale tra le placchette), **la ionizzazione diventa doppia,** vengono espulsi cioè dalla molecola del gas non uno ma due elettroni. In questo caso, l'ione positivo catturerà sul catodo non uno ma due elettroni e diventerà di nuovo, una molecola neutra di gas.

Aumentando ancora la tensione alle placchette si può ottenere una ionizzazione tripla, quadrupla ecc. In questo caso, si parla di **ionizzazione multipla.** Una molecola di gas che abbia subìto una ionizzazione multipla, possiede, al momento dell'urto sulla superficie catodica, una energia maggiore di una molecola che abbia perduto un solo elettrone.

Questi urti più violenti prodotti da molecole mancanti di due o più elettroni, producono il fenomeno noto come **bombardamento del catodo o bombardamento ionico,** tanto dannoso per le superfici emittenti dei catodi che, in molti casi ,vengono addirittura frantumate.

Per evitare questo grave inconveniente è necessario che non venga oltrepassato il limite di corrente prestabilito. Ciò si ottiene inserendo nel circuito esterno una resistenza di appropriato valore.

Il valore medio dei tratti percorsi dal-

Fig. 15 - Dimostrazione sperimentale della legge di Paschen.

l'elettrone prima di entrare in collisione con una molecola del gas (indicato con S della fig. 13) viene chiamato **cammino libero medio.** Se questo cammino libero medio risulta più lungo della distanza esistente tra le due placchette, il gas non si ionizza. La presenza, in un dato spazio di poche molecole crea una situazione identica a quella che si ha quando il cammino libero medio risulta più lungo della distanza fra le placchette; al contrario, la presenza in un dato spazio di molte molecole, fa si che il cammino libero medio risulti molto più breve.

Abbiamo già detto in precedenza che, perchè il gas venga ionizzato, è necessario che l'elettrone possegga una certa energia cinetica. Pertanto, per avere la ionizzazione del gas quando il cammino libero medio è molto corto, è necessario che la tensione applicata alle placchette venga aumentata; soltanto in questo modo l'elettrone può immagazzinare quell'energia che gli è necessaria per produrre la ionizzazione del gas anche in un tratto di percorso molto breve.

Tutte queste condizioni sono contenute nella **legge di Paschen** indicata graficamente nella fig. 14. Supponiamo che gli elettroni non vengano prodotti per emissione teomoelettronica.

Il punto **d**, nel grafico di fig. 14, rappresenta la condizione di funzionamento (accensione), in aria libera, di una candela di un motore a scoppio. Se la candela viene avvitata sulla testa del motore variano, ovviamente, le condizioni di pressione cui essa è soggetta, per cui, in base alla legge di Paschen, la produzione della scintilla (ionizzazione) si verificherà nel punto **e** della curva dove si richiede per la ionizzazione una tensione superiore a quella necessaria per la produzione della scintilla in aria libera.

Rimanendo inalterata la distanza tra gli elettrodi della candela, la diminuzione della pressione fa si che la tensione d'innesco della ionizzazione (scintilla) diminuisca fino a raggiungere un valore minimo (punto **c** del grafico di fig. 14). Una ulteriore riduzione della pressione produce una rarefazione delle molecole del gas, e quindi un aumento del cammino libero medio; in questa condizione, l'innesco della ionizzazione richiederà una tensione più elevata (punto **b**).

Nel punto **a** del grafico la pressione è zero, abbiamo cioè il vuoto; la lunghezza del cammino libero medio diventa teoricamente infinita, e pertanto, anche la tensione di ionizzazione diventerà di valore infinito. In pratica, però nel punto **a** si produrrà sempre una corrente, dovuta in questo caso, ad emissione di campo a motivo delle elevate tensioni in gioco.

In fig. 15 è indicato un interessante esperimento che illustra, in modo molto convincente, il concetto di cammino libero medio degli elettroni in un gas. Per andare dalla placchetta A alla placchetta B, gli elettroni possono seguire due tragitti indicati con X e Y, in figura. Se con uno pompa a vuoto si porta la pressione interna ad un valore tale che il prodotto **pressione x distanza** corrisponda nel trat-

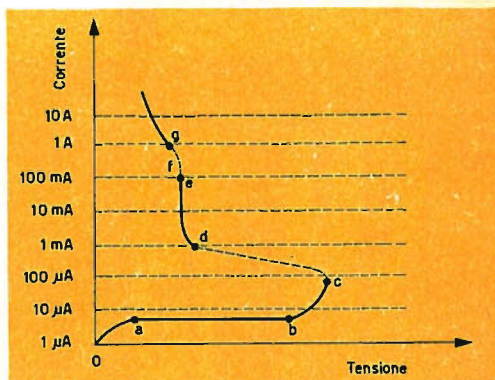



Fig. 16 - Caratteristica corrente-tensione in un tubo a gas.

to di tubo Y, ad una data tensione di ionizzazione (punto **c** del diagramma di figura 14), il prodotto **pressione x distanza** del tratto di tubo X richiederà una tensione di ionizzazione superiore (punto **b** dello stesso diagramma).

Ciò premesso, applicando tra le placchette A e B il minimo valore di tensione di ionizzazione (punto **c**) avverrà che nel tratto di tubo Y si innescherà la ionizzazione del gas che verrà, a sua volta, rivelata da una vivida luce, mentre il tratto di tubo più corto (X), non si illuminerà affatto.

In fig. 16 è indicata la caratteristica tensione-corrente di un tubo a gas dove la emissione di elettroni non avviene per effetto termoelettronico. Si noti, in particolare, che la scala, nell'asse delle correnti, non è lineare ma logaritmica. Una tensione positiva di basso valore (punto **a**) attirerà sulla placchetta positiva gli elettroni liberi che normalmente si trovano tra le molecole del gas. Un ulteriore aumento di questa tensione non produrrà nessun aumento di corrente in quanto tutti gli elettroni liberi presenti erano già stati catturati dalla tensione del punto **a**. Questa corrente è formata, pertanto, da **tutti** quegli elettroni prodotti **naturalmente** nel gas e viene chiamata, perciò, **corrente di saturazione.**

La corrente di saturazione viene anche chiamata **corrente di oscurità,** in quanto non produce nessun effetto luminoso.

Quando la tensione raggiunge il valore indicato dal punto **b**, si verifica il fenomeno della ionizzazione e si ha, quindi, un aumento di corrente, indicato nel tratto **b-c** della curva. Il tratto di curva **Oabc** viene sfruttato nelle fotocellule a vuoto e a gas. La curva caratteristica ha un andamento del tutto instabile tra i punti **c** e **d**. Nel tratto compreso tra i punti **d** ed **e** la variazione di corrente non dipende più dal valore della tensione.

In questo tratto di curva, la scarica è accompagnata da un effetto luminoso che viene sfruttato nelle lampade al neon e nelle lampade a vapori di sodio. In questo stesso tratto di curva, (tra i punti **d** e **e**), è basato anche il funzionamento dei tubi stabilizzatori di tensione.

Proseguendo l'esame sull'andamento della curva della scarica nel gas noi vediamo che tra i punti **e** ed **f** si hanno, di nuovo, delle condizioni di instabilità. La porzione di curva tra i punti **f** e **g** è, infine, la regione dove si verifica la scarica ad arco. In generale, la scarica ad arco è associata ad una corrente molto intensa con coefficiente di variazione di resistenza negativo, in quanto diminuendo la tensione, aumenta la corrente.

In aggiunta a quanto detto sulla scarica nei gas facciamo presente che un tubo a vuoto non possiede mai un vuoto perfetto; c'è sempre una certa quantità di gas residuo ma la pressione interna è sempre dell'ordine di $10^{-8}...10^{-6}$ mm di mercurio, corrispondente ad un cammino libero medio dell'ordine di 40 metri. Ciò significa che, in un tubo a vuoto, la ionizzazione del gas residuo è praticamente irrealizzabile.

In un tubo a gas, invece, la pressione è dell'ordine di $10^{-2}...10^{-1}$ mm di mercurio, per cui, il cammino libero medio risulta dell'ordine di 0,1 mm.

Il tempo necessario per la ionizzazione del gas ha un valore ben definito. Combinando opportune miscele di gas e applicando elevati potenziali di ionizzazione, il tempo di ionizzazione può essere ridotto; esso, però, rimane sempre nell'ordine dei millisecondi.

Anche il **tempo impiegato per la deionizzazione** del gas è ben definito, e necessariamente, ha una durata maggiore del tempo di ionizzazione. Un gas, lo sappiamo, si ionizza sotto l'influsso di una tensione esterna. La deionizzazione invece è la ricombinazione naturale dell'ione e dell'elettrone senza alcun intervento di tensioni esterne. Il tempo di ionizzazione e il tempo di deionizzazione sono fattori che limitano l'impiego dei tubi a gas.

La collisione tra elettroni e molecole può assumere svariate forme. Una semplice collisione **elastica** non produce particolari effetti; è un semplice scontro tra due particelle.

Se la collisione causa un momentaneo aumento di energia si parla di **eccitazione della particella.** La molecola eccitata perde, ben presto, l'energia acquistata trasformandola in luce.

In un gas ionizzato, si trovano, sotto forma di miscuglio, elettroni, ioni e normali molecole neutre di gas. Lo spazio in cui viene a trovarsi questo miscuglio si chiama **plasma,** e si estende fra le due placchette del tubo.

Il plasma, elettricamente può considerarsi un conduttore in cui gli elettroni si muovono verso la placchetta positiva e gli ioni verso la placchetta negativa. La maggiore caduta di tensione lungo questo « conduttore » (plasma) si ha verso la placchetta negativa o catodo.

Questa improvvisa caduta di tensione viene chiamata **caduta catodica.** La distribuzione della luce lungo il plasma è uniforme, e diminuisce improvvisamente e marcatamente sia in corrispondenza della placchetta positiva (anodo) che in corrispondenza della placchetta negativa (catodo); vicino al catodo, inoltre, sono presenti anche altre strisce di luce di intensità ridotta.

(*continua*)

NASCERA' IN ITALIA LA MOSTRA INTERNAZIONALE DEI COMPONENTI ELETTRONICI?

In vista della particolare importanza che va assumendo l'industria dei Componenti Elettronici, si è ormai manifestata anche in Italia la necessità di organizzare, così come avviene in diversi altri Paesi Europei, una mostra esclusivamente dedicata ai « Componenti Elettronici ». Essa certamente risulterebbe gradita agli industriali della Radio e Televisione nonchè a quelli delle Apparecchiature Elettroniche in generale.

L'attuale Mostra dei Componenti, abbinata com'è alla Mostra della Radio e Televisione, non sembra che abbia raggiunto un effettivo interesse, proprio perchè i « componenti » stessi sono venuti a trovarsi in una posizione del tutto falsa rispetto a quella degli apparecchi finiti.

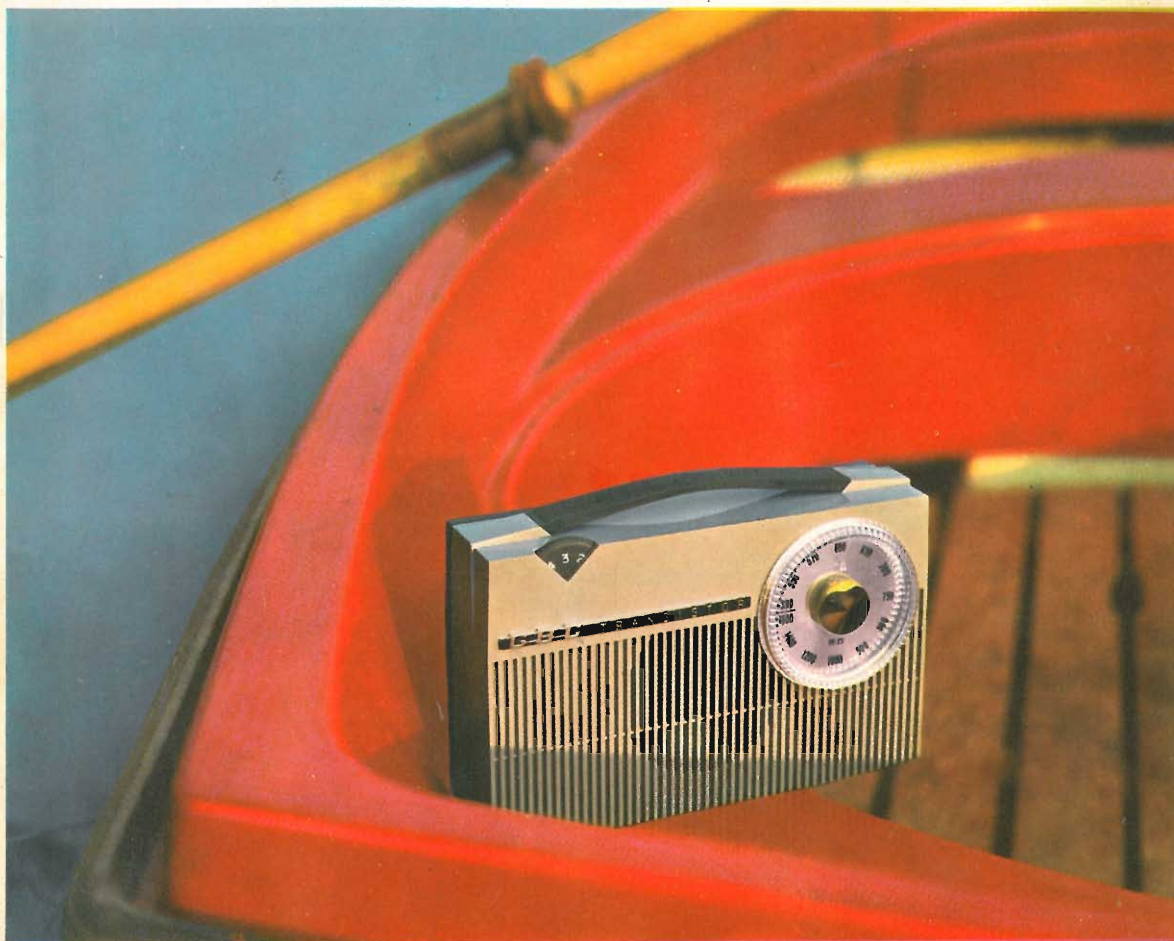
Infatti, la presentazione dei componenti, per essere efficace, deve precedere di molti mesi la Mostra degli apparecchi Radio-TV alla realizzazione dei quali essi sono destinati.

Si è notato con piacere a questo proposito, il nascere di un movimento tra gli industriali dei Componenti Elettronici, aderenti alla A.N.I.E, tendente ad arrivare appunto alla realizzazione di una Mostra Internazionale dei Componenti.

Si considera tale iniziativa opportuna e promettente sotto tutti i punti di vista, e si esprime l'augurio che essa sia in breve tempo coronata da successo.

AR/24 TRANSISTOR

"HOORAY,,

G.B.C

Radioricevitore supereterodina portatile a transistor per OM. - 6 transistor + 1 diodo. - Telaio a circuito stampato, altoparlante con magnete rinforzato ad alto rendimento acustico. - Antenna in ferroxcube incorporata. - Scala di sintonia demoltiplicata. - Presa antenna esterna. - Presa auricolare. - Mobile in materia plastica antiurto. - Alimentazione con due pile da 6 V. - Autonomia di circa 100 ore. - Impiegando l'alimentatore I/601 funziona con corrente luce. - Peso 840 g. **Prezzo L. 17.500**

NON GIOCATE A MOSCA CIECA...

IL NOME PIU QUOTATO IN ELETTRONICA

Richiedete i tubi RCA presso il Vostro grossista o il Vostro negozio di fiducia

AZIENDE TECNICHE ELETTRONICHE DEL SUD S.p.A.